





Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie
Zeitschrift für Hochfrequenztechnik

Unter Mitarbeit

von

Dr. h. c. Graf **v. Arco** (Berlin), Prof. Dr. **L. W. Austin** (Washington), Prof. Dr. **Barkhausen** (Dresden), Dr. **W. Burstyn** (Berlin), Ober-Regierungsrat Dipl.-Ing. **H. Eales** (Berlin-Lichterfelde), Dr. **A. Esau** (Berlin), Prof. Dr. **H. Faßbender** (La Plata), Dr. **Lee de Forest** (Berlin), Prof. Dr. **Josef Geitler** (Graz), Dr. **E. Grave** (Berlin), Prof. Dr. **Kiebitz** (Berlin), Dr. **A. Meissner** (Berlin), Prof. Dr. **H. G. Möller** (Hamburg), Ingenieur Dr. **Vald. Poulsen** (Kopenhagen), Dr. **L. Pungs** (Berlin), Dr. **Rottgardt** (Berlin), Oberingenieur **Scheller** (Berlin), Prof. Dr. **Sommerfeld** (München), Prof. Dr. **Freiherr Rausch v. Traubenberg** (Göttingen)

und unter besonderer Mitwirkung

von

Prof. Dr. Dr. ing. h. c. Max Wien und **Prof. Dr. J. Zenneck**

herausgegeben

von

Dr. Eugen Nesper

Zwanzigster Band

Mit 256 Figuren und 4 Tafeln im Text



BERLIN W.
VERLAG VON M. KRAYN
1922

Druck von Metzger & Wittig in Leipzig.

Inhaltsverzeichnis.

Autorenverzeichnis.

A. Originalartikel.

B. Referate.

Sachregister.

(Nach Stichwörtern der Überschriften geordnet.)

Patentschau von H. Eales.

Literaturverzeichnis und Zeitschriftenschau.

Bücherbesprechungen von E. Nesper.

Briefe an die Schriftleitung.

Kurze Mitteilungen.

Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie
Zeitschrift für Hochfrequenztechnik

Band 20. Juli 1922. Heft 1.

Inhalt.

Manuskripte für das *Jahrbuch*, möglichst mit klischierfähigen Figuren versehen, sind an *Dr. E. Nesper*, *Berlin-Friedenau*, *Trägerstr. 21*, zu senden.

Die Herren Autoren werden gebeten, eine kurze Zusammenfassung des wesentlichen Inhalts ihrer Arbeit jedem Manuskript beizufügen.

Abonnements und Inserate sind zu richten an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn Berlin W. 10*, *Genthinerstraße, 39* Postscheck-Konto Berlin 32647.

Schwierigkeiten beim Zwischenkreis-Röhrensender und ihre Vermeidung.

Von **Hans Edler.**

Inhalt:

Bezeichnungen.

R_i = innerer Röhrenwiderstand.
S = Steilheit der Anodenkennlinie.
L_1 = Selbstinduktion des Zwischen-(Primär-)Kreises.
L_2 = Selbstinduktion des Antennen-(Sekundär-)Kreises.
C_1 = Kapazität des Zwischen-(Primär-)Kreises.
C_2 = Kapazität des Antennen-(Sekundär-)Kreises.
C_A = wirksame Antennenkapazität.
R_1 = Widerstand des Zwischenkreis.
R_2 = wirksamer Widerstand des Antennenkreises.
R_{gr} = Grenzwiderstand.
L_{12} = Koppelungskoeffizient zwischen Zwischen- und Antennenkreis.
$L_{12\,Kr}$ = Kritischer Koppelungskoeffizient zwischen Zwischen- und Antennenkreis.

L_{1g} = negativer Koppelungskoeffizient zwischen Zwischenkreis und Gitter.

L_{2g} = negativer Koppelungskoeffizient zwischen Antennenkreis und Gitter.

e_0 = Gitterspannung.

$k^2 = \frac{L_{12}{}^2}{L_1 \cdot L_2}$.

$k_{Kr}{}^2 = \frac{L_{12}{}^2{}_{Kr}}{L_1 \cdot L_2}$.

$\delta_2 = \frac{R_2}{2 L_2}$ Dämpfungsfaktor des Antennenkreises.

$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ Eigenschwingung des unverkoppelten Zwischenkreises.

$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ Eigenschwingung des unverkoppelten Antennenkreises.

Ω = Koppelschwingung.

$\Gamma = \frac{L}{R_i} + R C_1$ Dämpfungsgröße.

Teil I.

Grundsätze der Konstruktion.

Der moderne Zwischenkreis-Röhrensender, der in der drahtlosen Telegraphie verwandt wird, besteht im wesentlichen aus einem durch eine Elektronenröhre betriebenen Schwingungskreis, der durch eine Koppelung seine Energie auf den Antennenkreis überträgt. Bei diesen Sendern treten folgende störende Erscheinungen auf.[1])

1. Aussetzen der Schwingungen, 2. das „Ziehen", 3. die Inkonstanz der Wellenlänge und 4. Energieverluste im Sender und 5. starke Oberwellen. An Hand der neueren theoretischen Untersuchungen soll dargelegt werden, wie diesen Übelständen bei der Konstruktion der Sender Rechnung getragen werden kann, und untersucht werden, wie weit bei einigen technischen Sendern diese Übelstände vermieden sind.

1) Vgl. M. Wien, Jahrb. d. drahtl. Telegr. Bd. 14 Heft 5.

2. Sender mit einem Schwingungskreis.

Die Bedingung für das Schwingen eines durch eine Glühkathodenröhre nach Schaltung Fig. 1 betriebenen Schwingungskreises ist:

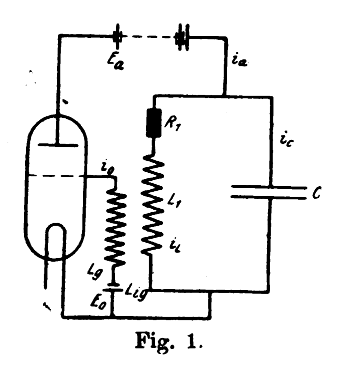


Fig. 1.

$$S L_{1g} > \frac{L_1}{R_i} + R_1 C_1 .^{1)} \tag{1}$$

3. Zwei gekoppelte Schwingungskreise.

Hat man zwei gekoppelte Schwingungskreise mit den Konstanten $L_1 C_1 R_1$ und $L_2 R_2 C_2$ und der Gegeninduktivität L_{12}, so kann man dieses System als einen Schwingungskreis auffassen, der aber jetzt die Konstanten

$$L = L_1 - \omega^2 L_{12}{}^2 \frac{L_2 - \frac{1}{\omega^2 C_2}}{R_2{}^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2} \tag{2}$$

$$R = R_1 + \omega^2 L_{12}{}^2 \frac{R_2}{R_2{}^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2} \tag{3}$$

$$C = C_1 \tag{4}$$

hat.

Es sind nun zwei prinzipiell verschiedene Fälle zu unterscheiden:

1. die Koppelung $k^2 < \frac{4 \delta_2{}^2}{\omega_r{}^2} \equiv k_{Kr}{}^2$ (kritische Koppelung) [2]

---

1) Harms, Jahrb. d. drahtl. Telegr. 1921.
2) s. Möller, Elektronenröhren, S. 111.

2. die Koppelung $k^2 > \frac{4\,\delta_2^{\,2}}{\omega_r^{\,2}} \equiv k_{Kr}^{\,2}$.

Für den Fall 1 hat man nur eine Schwingung, die der Gleichung

$$\Omega = \omega_1 - \frac{k^2\,\omega_1}{8} - \frac{k^2\,\omega_1^{\,2}\,\varepsilon}{4\,(\varepsilon^2 + (\delta_2 - \delta_1)^2)} \tag{5}$$

genügt, wobei

$$\varepsilon = \omega_2 - \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2\,C_2}} - \frac{1}{\sqrt{L_1\,C_2}}$$

ist.

Im Fall 2 ist die Frequenzgleichung:

$$\Omega^2 = \frac{\omega_1^{\,2} + \omega_2^{\,2}}{2(1-k^2)} \pm \sqrt{-\frac{\omega_1^{\,2}\,\omega_2^{\,2}}{1-k^2} + \left(\frac{\omega_1^{\,2} + \omega_2^{\,2}}{2(1-k^2)}\right)^2} \tag{6}$$

$$\omega_1^{\,2} = \frac{1}{L_1\,C_1}$$

$$\omega_2^{\,2} = \frac{1}{L_2\,C_2}; \qquad k^2 = \frac{L_{12}^{\,2}}{L_1\,L_2}.$$

Gleichung (6) gibt die bekannten Koppelfrequenzen zweier fest gekoppelter Kreise.

Es soll zunächst der Fall fester Koppelung (Fall 2:

$$\left. k^2 > \frac{4\,\delta_2^{\,2}}{\omega_r^{\,2}} \right)$$

betrachtet werden.

Entsprechend Gleichung (6) erhält man für jedes ω_2 zwei Werte für Ω (die beiden Koppelschwingungen) und damit auch je zwei Werte für L, R, J_1, J_2, und $\frac{L}{R_i} + R\,C_1 = \Gamma$, das, da es ein Maß für die Dämpfung ist, als Dämpfungsgröße bezeichnet werden soll. In Fig. 2 sind die Ω-, Γ- und J_2-Kurven aufgezeichnet. Als Abszisse ist ω_2 und als Ordinaten die Koppelschwingungen Ω_1 und Ω_2 die Dämpfungsgrößen Γ_1 und Γ_2 und die zugehörigen Ströme des Sek.-Kreises $J_{2(1)}$ und $J_{2(2)}$ aufgetragen.

Welche von den beiden Koppelschwingungen nun auftritt, wird durch die Gleichung

$$S\,L_{1g} \geqq \Gamma$$

gegeben. Es ist also jedesmal diejenige Koppelschwingung möglich, deren zugehöriges Γ unterhalb der Geraden $\Gamma = S\,L_{1g}$ liegt. Zwischen

I und II in Fig. 2 sind beide Schwingungen möglich. Infolgedessen treten hier die bekannten Erscheinungen des „Ziehens und Springens“

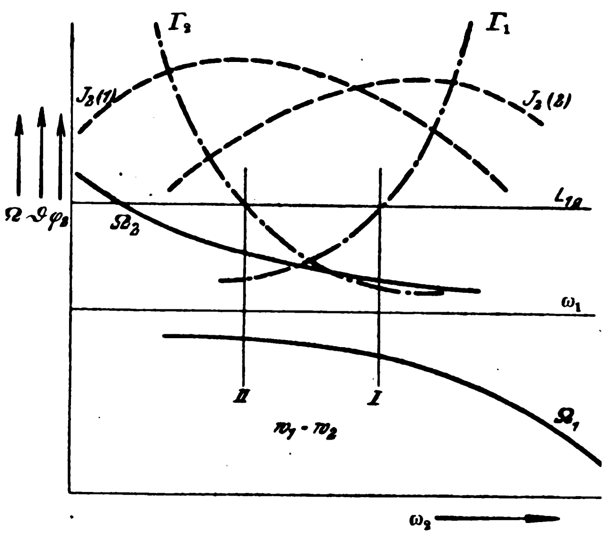


Fig. 2.

der Frequenz auf, die einen guten Empfang sehr erschweren, wenn nicht unmöglich machen.

4. Vermeiden des Ziehens und Springens durch geeignete Wahl der Konstanten.

Es muß also unter allen Umständen vermieden werden, daß der Sender im Gebiet des „Ziehens“ arbeitet. Am sichersten wird dieses erreicht, wenn beim Überschreiten der kritischen Koppelung der Sender automatisch aussetzt. Wie dieses durch geeignete Wahl der Konstanten des Senders (L, C, R) bewirkt werden kann, oll im folgenden dargelegt werden.

Setzt man in die Gleichung (1) L und R aus Gleichung (2—4) ein und beachtet, daß hier (unterhalb der kritischen Koppelung und bei Abstimmung des Sek.-Kreis auf den Prim.-Kreis)

$$\omega_r^{\,2} = \omega_1^{\,2} = \omega_2^{\,2} = \frac{1}{L_1\,C_1} = \frac{1}{L_2\,C_2}$$

ist, so ergibt sich

$$S\,L_{1g} \geqq \frac{L_1}{R_i} + \left(R_1 + \frac{L_{12}^{\,2}}{L_2\,C_2\,R_2}\right) C_1 \tag{7}$$

Nun ist die kritische Koppelung:

$$k^2_{Kr} = \frac{4\,\delta_2^{\,2}}{\omega^2}$$

oder

$$L_{12\,Kr}^{\;2} = R_2\,C_2\,L_1 \tag{8}$$

Sollen die Schwingungen bei der kritischen Koppelung aussetzen, so muß in Gleichung (7) $L_{12} = L_{12\,Kr}$ werden. Es ergibt sich also nach Einsetzen von $L_{12\,Kr}$ aus Gleichung (8) in Gleichung (7) und nach einigen Umformungen:

$$R_2\,C_2 \geqq S\,L_{1\,g} - \left(\frac{L_1}{R_i} + R_1\,C_1\right). \tag{9}$$

5. Günstigste Röhrenleistung.

Um die günstigste Röhrenleistung zu erhalten, muß der äußere Widerstand R_a gleich dem Grenzwiderstand R_{gr} werden.[1]) Für den Fall $\omega^2 = \frac{1}{L_1\,C_1}$ ist, $R_a = \frac{L}{C_1\,R}$. Setzt man hier wieder L und R aus Gleichung (2—4) ein $\left(\omega^2 = \frac{1}{L_1\,C_1} = \frac{1}{L_2\,C_2}\right)$, so erhält man:

$$R_a = R_{gr} = \frac{L_1}{C_1\left[R_1 + \frac{\omega^2\,L_{12}^{\;2}}{R_2}\right]}.$$

Führt man hier wieder die Bedingung ein

$$L_{12}^{\;2} \leqq L_{12\,Kr}^{\;2} = R_2\,C_2\,L_1\,,$$

so ergibt sich als Gleichung dafür, daß die Koppelung maximaler Röhrenleistung[2]) kleiner, als die kritische Koppelung ist:

$$R_2\,C_2 \geqq \frac{L_1}{R_{gr}} - C_1\,R_1\,. \tag{10}$$

6. Anwendung der Gleichung.

Die Gleichungen (9) und (10) geben also ganz allgemein an, wie die Größen L_1, C_1, R_1 und L_2, C_2, R_2 und $L_{1\,g}$ zu wählen sind, damit das Maximum der Röhrenleistung für eine Koppelung $L_{12} < L_{12\,Kr}$ erreicht wird und für $L_{12} > L_{12\,Kr}$ die Schwingungen erlöschen. So kann man z. B. nach Gleichung (10) R_2, C_2, L_1, C_1, R_1, wählen und dann

1) R_{gr} ist experimentell leicht zu bestimmen (s. Möller, Elektronenröhren) S. 63ff.

2) S und R_i sind durch den zu verwendenten Röhrentyp gegeben.

nach Gleichung (9) L_{1g}[1]) bestimmen. Dies muß natürlich für die kleinste Wellenlänge und den kleinsten $R_2 C_2$-Wert (d. h. für die kleinsten R_2, C_1, C_2-Werte bei konstant angenommem L_1) mit denen der Sender benutzt werden soll, bestimmt werden; denn sind hierfür die Bedingungen der Gleichungen (9) und (10) erfüllt, so sind sie sicher auch für größere R_2, C_1, C_2-Werte[2]) erfüllt. Weiter läßt sich für gegebene L_1, C_1, R_1 (also einen gegebenen Sender) eine Kurve für R_2, C_2 aufstellen (Gleichung (9)). (Fig. 3.) Diese Kurve scheidet zwei Gebiete.

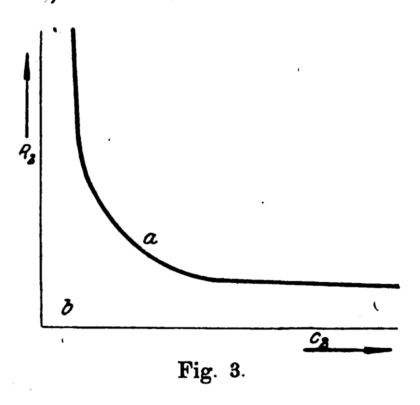


Fig. 3.

Alle gleichzeitigen Werte von $R_2 C_2$, die im Gebiet *a* liegen, erfüllen die Gleichungen (9) und (10), d. h. der Sender ist für die Werte brauchbar; alle im Gebiet *b* liegenden Werte erfüllen die Bedingung nicht. Der Sender ist für diese Werte unbrauchbar.

Voraussetzung hierbei war, daß L_1 unveränderlich ist, die Einstellung der Wellenlänge also nur durch Variation von C_1 geschieht. Ist L_1 zur groben Einstellung der Wellenlänge stufenweise veränderlich, so ist natürlich zur Beurteilung der Brauchbarkeit für jede Stufe bei jeweils kleinstem C_1 eine solche Kurve für $R_2 C_2$ aufzunehmen. Ein guter Sender wird so gebaut sein, daß sich durch gleichzeitige

---

1) Es sei hier noch bemerkt, daß die Einstellung auf maximale Röhrenleistung (R_{gr}) auch durch Veränderung der Anodenkoppelung geschehen kann.

2) Man könnte hier vielleicht annehmen, daß, wenn der Sender mit größeren $R_2 C_2$-Werten benutzt wird die Ausnutzung eine schlechtere würde, da ja mit wechselndem $R_2 C_2$ die Koppelung, bei der das Aussetzen erfolgt, immer kleiner wird. Dies ist aber nicht der Fall, da in demselben Maß auch die Koppelung für günstigste Röhrenleistung (die bei einem guten Sender fast nur im Antennenkreis verbraucht werden soll) kleiner wird, also immer vor dem Aussetzen der Schwingungen liegt.

Änderung von L_{1g} die $R_2\,C_2$-Kurven für die verschiedenen L_1 (Stufen) decken.

Die $R_2\,C_2$-Kurve ermöglicht also zu beurteilen, für welche Antennen ein Sender zu gebrauchen ist.

Weiter ist aus den Gleichungen zu ersehen, welche Größen am zweckmäßigsten veränderlich gemacht werden, wenn der Sender für mehrere Wellenlängen zu benutzen sein soll. Es ist selbstverständlich am zweckmäßigsten, um einfach gebaute Sender zu erhalten, möglichst wenig Größen veränderlich zu machen. Da nun, wie oben ausgeführt, eine Variation von L_1 notwendig eine solche von L_{1g} bedingt, wird L_1 am besten unveränderlich gehalten und zur Einstellung der Wellenlänge im Primärkreis nur C_1 variabel gemacht. Die Abstimmung des Antennenkreises erfolgt am zweckmäßigsten durch Verändern der Selbstinduktion des Antennenkreises (L_2), da ein zur Variation der Kapazität des Antennenkreises mit der Antenne in Serie geschalteter Kondensator die Antennenenergie herabdrücken kann.

7. Durch Kapazitätsänderung der Antenne hervorgerufene Frequenzschwankungen.

Für Sender kleiner Wellenlänge (300—1000 m) sind aber hiermit noch nicht alle Übelstände überwunden. Wie bereits oben angegeben, ergibt sich als Schwingungszahl für zwei gekoppelte Kreise, deren Koppelung kleiner, als die kritische ist:

$$\Omega = \omega_1 - \frac{k^2\,\omega_1}{8} - \frac{k^2\,\omega_1^{\,2}\,\varepsilon}{4\left(\varepsilon^2 + (\delta_2 - \delta_2)^2\right)}\,.$$

Der Verlauf der Kurve (Ω) ist in Fig. 4 aufgetragen. Bei Abstimmung auf Resonanz $\varepsilon = 0\,(\omega_2 = \omega_1)$ ist $\Omega = \omega_1$, abgesehen von der kleinen Erniedrigung $\frac{k^2\,\omega_1}{8}$. Zugleich hat hier aber die Ω-Kurve die größte Steilheit, d. h. geringe Änderungen von C_2, und damit ω_2 rufen verhältnismäßig große Ω-Schwankungen hervor. Dies ist insofern von Bedeutung, als die wirksame Antennenkapazität infolge von Witterungseinflüssen (Wind, Regen usw.) Änderungen unterworfen ist. Die dadurch hervorgerufenen Schwankungen, namentlich bei kleinen Wellenlängen, können so groß werden, daß bei der Empfangsstation der Überlagerungston aus dem Hörbereich rückt. Ein guter Empfang ist dann natürlich ausgeschlossen.

Es soll nun verlangt werden, daß die Tonschwankungen des Überlagerungstones beim Schwanken der Antennenkapazität 1 Oktave



nicht überschreitet. Dann läßt sich ableiten, daß die Koppelung L_{12} folgenden Wert haben muß:

$$L_{12} \leqq L_{12\,Kr} \sqrt{600 \frac{\mu}{\omega\, x}}\,.$$

Hierbei bedeutet:

μ = Tonfrequenz des Überlagerungstones
x = Schwankung der Antennenkapazität in $^0/_0$

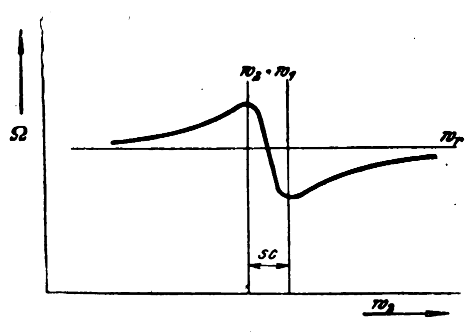


Fig. 4.

Setze ich für μ die gebräuchliche Tonhöhe = 1200 Schw/Sek. ein, so erhalte ich:

$$L_{12} \leqq L_{2\,Kr} \cdot 4{,}9 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{\lambda}{x}} \cdot L_{12\,Kr}\,. \qquad (11)$$

8. Wahl der Koppelung L_{12} um zu große Frequenzschwankungen zu vermeiden.

Nach dem im Abschnitt 7 ausgeführten soll der Sender so konstruiert sein, daß die günstigste Koppelung (die Koppelung, bei der J_2 ein Maximum ist) bei $L_{12\,Kr}$ oder kurz vorher liegt. Gleichung (11) gibt also an, von welcher Wellenlänge an aufwärts, bei gegebener möglicher Schwankung der Antennenkapazität, die günstigste Koppelung ohne weiteres zu benutzen ist, zweitens, um wieviel loser die Koppelung sein muß, wenn der Sender mit kleineren Wellenlängen arbeitet, damit durch Kapazitätsschwankungen der Antenne keine störenden Frequenzschwankungen auftreten. Umgekehrt läßt sich natürlich nach obiger Gleichung auch für einen gegebenen Sender bestimmen, um wieviel $^0/_0$ die Antennenkapazität höchstens schwanken darf, damit (bei günstiger Koppelung) noch ein guter Empfang möglich ist.

Um einen Begriff von der Größe dieser Zahlen zu geben, seien einige Werte angegeben:

Setzt man als mögliche Kapazitätsschwankung der Antenne 5 %, so ergibt sich für eine Wellenlänge $\lambda = 300$ m: $L_{12} = 0{,}37\ L_{12\,Kr}$ und bei einer Wellenlänge von $\lambda = 2100$ m $L_{12} = L_{12\,Kr}$.

Für eine Kapazitätsschwankung von 10 % und $\lambda = 300$ m: $L_{12} = 0{,}26\,L_{12\,Kr}$ und für $\lambda = 4150$ m: $L_{12} = L_{12\,Kr}$, d. h. man könnte, sind Kapazitätsschwankungen bis 5 % möglich, den Sender für Wellen von 2100 m aufwärts und sind Kapazitätsschwankungen bis 10 % möglich, den Sender für Wellen von 4150 m aufwärts bei günstigster Koppelung benutzen, ohne zu große Frequenzschwankung befürchten zu müssen. Bei kleineren Wellenlängen muß die Koppelung entsprechend den obigen Zahlen (0,37 bzw. 0,26) kleiner, als die Koppelung, bei der J_2 ein Maximum ist, gemacht werden. Man wird natürlich in der Praxis den Sender so bauen, daß für die auf der $R_2\,C_2$-Grenzkurve (s. Fig. 3) gelegenen Werte die günstigste Koppelung nicht genau gleich der kritischen Koppelung, sondern etwas kleiner ist; die obengenannten Zahlen werden daher meistens günstiger ausfallen.

9. Koppelung Gitter-Sek.-Kreis.

Eine weitere Möglichkeit, die oben besprochenen Mängel zu vermeiden bietet eine Verkoppelung des Sekundärkreises (Antennenkreises) mit dem Gitter, eine Schaltung die von H. Vogel u. M. Wien angegeben und untersucht worden ist. Es wird durch diese Schaltung erreicht, daß nur eine Koppelschwingung auftreten kann. Ein Nachteil hierbei ist der, daß der Zwischenkreis nicht in Wellenlängen geeicht werden kann, sondern zum Einstellen der Wellenlänge stets ein Wellenmesser nötig ist.

Zusammenfassung von Teil I.

Die Konstruktionsbedingungen für einen gut arbeitenden Sender sind also folgende:

L_1. C_1, R_1 und L_{1g} müssen so gewählt werden, daß sie für den kleinsten $R_2\,C_2$-Wert und die kleinste Wellenlänge, mit der der Sender arbeiten soll, die Gleichungen

$$R_2\,C_2 \geqq S\,L_{1g} - \left(\frac{L_1}{R_i} + R_1\,C_1\right)$$

$$R_2\,C_2 \geqq \frac{L_1}{R_{gr}} - C_1\,R_1$$

erfüllen.

Sind große Schwankungen der Antennenkapazität zu erwarten, so muß, besonders für kleine Wellenlängen, die Koppelung zwischen Antennen- und Zwischenkreis loser, als die günstigste Koppelung (L_{12g}) gemacht werden nach der Gleichung

$$L_{12} = 4{,}9 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{\lambda}{x}}\, L_{12g}.$$

Teil II.

Prüfung zweier Sender.

Nach den oben angegebenen Gesichtspunkten wurden zwei technische Zwischenkreisröhrensender, die im Jahre 1918 gebaut wurden, untersucht. Die beiden Sender sind als Übergangsstadien in der Entwicklung des Röhrensenders zu betrachten. Sie wurden zu einer Zeit gebaut, als es darauf ankam möglichst schnell einen einigermaßen brauchbaren Sender zu haben und auf gute Durchkonstruktion nicht viel Zeit verwendet werden konnte.

10. Beschreibung der untersuchten Sender.

1. Sender I.

Der Sender hat einen Wellenbereich von 300—1600 m und wird mit einer Senderöhre R S 5 betrieben: (440 Volt Anodenspannung). Die Einstellung der Wellenlänge im Zwischenkreis erfolgt nur durch Veränderung der Kapazität. Bei Einstellung der größeren Wellenlängen werden zu dem im Zwischenkreis liegenden Drehkondensator unveränderliche Kondensatoren parallel geschaltet. Die Abstimmung des Antennenkreises geschieht durch Variation der im Antennenkreis liegenden Selbstinduktion. Die grobe Variation erfolgt hierbei durch stufenweises Einschalten einer mehrfach unterstellten Spule, während die Feinabstimmung mittels eines Variometers erreicht wird. Weiter liegt im Antennenkreis ein Hitzdrahtamperemeter; außerdem können noch zwei Verkürzungskondensatoren eingeschaltet werden (s. auch das Schaltschema Fig. 5).

2. Sender II.

Der Sender umfaßt einen Wellenbereich von 400—2200 m und soll hauptsächlich für Erdantennen (Antenne mit starker Dämpfung) mit einer Kapazität von 300—2000 cm verwendet werden. Als Sendelampe dient eine Röhre R S 5 (440 Volt Anodenspannung). Die Grobeinstellung der Wellenlänge erfolgt im Zwischenkreis durch stufen-

weises Verändern (4 Stufen) der Selbstinduktion unter gleichzeitiger Änderung der Gitterrückkoppelung. Die Feinabstimmung geschieht durch zwei miteinander verkoppelten Drehkondensatoren. Bei den beiden ersten Stufen (kleinen Wellenlängen) liegt nur ein Drehkondensator, bei der dritten und vierten Stufe liegen beide Drehkondensatoren in Parallelschaltung im Schwingungskreis.

Die Abstimmung des Antennenkreises erfolgt grob durch stufenweises Zu- bzw. Abschalten einer mehrfach unterteilten Selbstinduktionsspule, während die Feinabstimmung durch einen, mit der

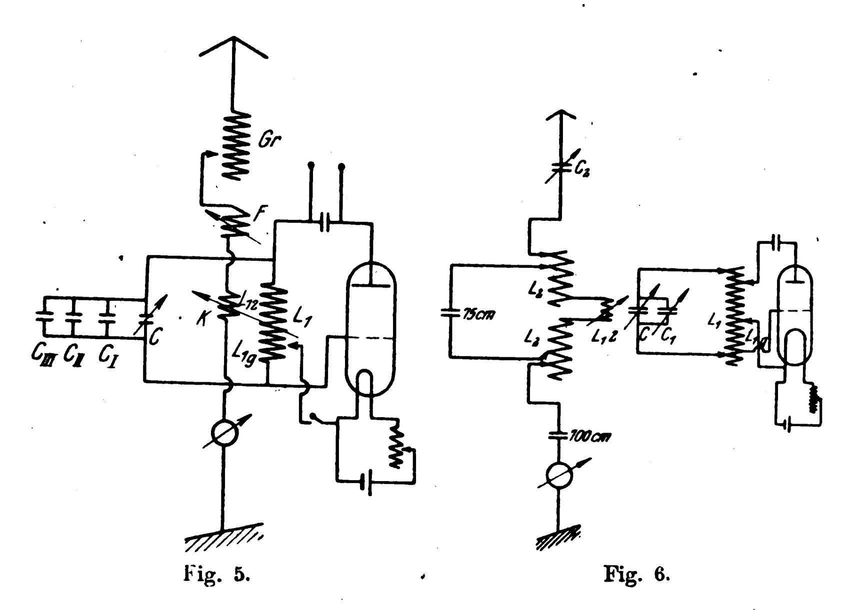


Fig. 5. Fig. 6.

Antenne in Serie liegenden Drehkondensator geschieht. Außerdem liegt noch ein Blockkondensator von 700 cm Kapazität und ein Hitzdrahtamperemeter im Antennenkreis. Zum Ausgleich der durch Anschalten [1]) der Senderöhre verursachten Vergrößerung der Zwischenkreiskapazität wird beim Senden ein Blockkondensator von 75 cm Kapazität zu Teilen der Antennenkreisspule parallel geschaltet.

Die Verkoppelung zwischen Antenne und Zwischenkreis erfolgt durch eine in der Selbstinduktionsspule des Zwischenkreises drehbar angeordnete Koppelungsspule (s. Fig. 6).

1) Der Sender wird auch zum Empfang benutzt.

11. Versuchsanordnung.

Da die Sender hauptsächlich auf die Erscheinungen des „Ziehens und Springens“ der Frequenz untersucht werden sollten, mußte eine Methode verwandt werden, die auf sichere Art gestattete, das Springen der Frequenz zu erkennen und ein empfindliches Mittel, die kritische Koppelung festzustellen, bot. Der Überlagerungsempfang war insofern nicht sicher genug, als der steile Durchgang der Kurve an der Resonanzstelle bei Koppelungen wenig unterhalb der kritischen Koppelung leicht ein Springen der Frequenz vortäuschte und deshalb zu Fehlern Anlaß geben konnte. Auch bot das im Antennenkreis liegende Amperemeter keinen sicheren Anhalt für die kritische Koppelung, da einmal das Instrument zu träge war, um die meist sehr kleinen Sprünge bei Koppelungen, die nur wenig fester, als die kritische waren, mit Sicherheit erkennen zu lassen und zum anderen mit dem Frequenzsprung nicht notwendig ein Sprung von J_2 verbunden zu sein braucht, da es vorkommen kann, daß die J_2-Kurven an der Sprungstelle zusammenfallen.

Ein sehr sicheres Mittel, die kritische Koppelung festzustellen, bietet die Beobachtung der Phasenverhältnisse z. B. an den Kapazitäten der beiden Schwingungskreise. Ist die Koppelung fester als die kritische, so findet bei Variation von ω_2 gleichzeitig mit dem Frequenzsprung ein Phasensprung statt, während bei einer Koppelung, die loser als die kritische ist, ein stetiger Durchgang der Phasenverschiebung von 0 über 90 zu 180 Grad erfolgt.[1])

Ein geeignetes Mittel, um das zu beobachten, bot hier die Braunsche Röhre[2]) mit zwei Ablenkungskondensatoren, deren Achsen senkrecht aufeinander stehen. Es wurden an den einen Ablenkungskondensator der Primärkreiskondensator und an den anderen Antenne und Erde, bzw., bei künstlicher Antenne, die beiden Belegungen eines Ersatzkondensators gelegt (s. Fig. 7). Die dadurch bedingten Veränderungen betrugen bis $2\,^0/_0$, da die Kapazität der Ablenkungskondensatoren mit Zuleitungen 8 cm betrug.

Auf diese Weise ist es möglich, sehr genau diese kritische Koppelung festzustellen, da selbst die kleinsten Sprünge als ruckweises Übergehen der Ellipse von einem Quadrantenpaar in das andere leicht erkannt werden.

---

1) S. auch G. Glage und H. Edler, Archiv f. Elektrot. X. Bd. 1./2. Heft.

2) Näheres s. Zenneck, Elektromagnetische Schwingungen.

Die im Abschnitt 7 besprochenen Frequenzschwankungen wurden mit Empfänger und Überlagerer gemessen. Der Empfänger wurde dabei auf die vom Sender ausgesandte Wellenlänge abgestimmt und der Überlagerer so eingestellt, daß der entstehende Ton bei Abstimmung des Schwingungskreises mit dem Senderzwischenkreis eine Schwingungszahl von 1000—1200 Schwingungen pro Sekunde hatte. Dann wurde durch Variation der Antennenkreiskapazität einmal der höchste und dann der tiefste Ton eingestellt und daraus das Ton-

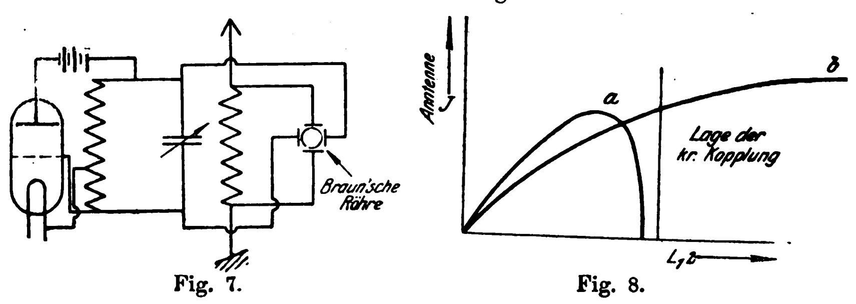


Fig. 7. Fig. 8.

intervall und die Kapazitätsdifferenz bestimmt. Zur Bestimmung der Tonhöhen wurden geeichte Pfeifen verwandt. Die Wellenlängen wurden mit einem Wellenmesser der Firma Lorenz gemessen, der nach einem in der Reichsanstalt geprüften Wellenmesser geeicht wurde.

12. Versuchsergebnisse.

Im Abschnitt 6 ist gezeigt worden, welche Eigenschaften ein brauchbarer Sender haben muß.

Der Telegraphist stimmt bei losester Koppelung des Antennenkreises auf den Zwischenkreis ab und stellt die Koppelung (L_{12}) so lange fester, bis der Strom im Antennenkreis (J_2) ein Maximum wird. Die Bedingungen dafür, daß einmal J_2 überhaupt ein Maximum hat und dieses Maximum vor der kritischen Koppelung liegt, sind in den Abschnitten 5 und 6 abgeleitet worden.

Trägt man als Abszisse die Koppelung zwischen Antennen- und Zwischenkreis (L_{12}) als Ordinate den Antennenstrom (J_2) auf, so gibt allgemein Fig. 8a die Kurvenform für einen gut dimensionierten Sender, während Fig. 8b die Kurvenform eines unbrauchbaren Senders gibt, da man hier bei Einstellen auf möglichst große Antennenstromstärke zu einer Koppelung, die größer als die kritische ist, geführt wird, wodurch die oben besprochenen Übelstände des Ziehens und Springens auftreten.

Im folgenden seien die Ergebnisse der an den beschriebenen Sendern vorgenommenen Untersuchungen wiedergegeben.

1. Sender I.

In Fig. 9 ist der Brauchbarkeitsbereich des Senders dargestellt (s. Abschnitt 6). Alle zwischen der Kurve und den Koordinaten liegenden gleichzeitigen Werte von wirksamer Antennenkapazität (C_2) und wirksamen Antennenwiderstand (R_2) sind für den Sender unbrauchbar; die übrigen Werte brauchbar.

Die Kurve wurde experimentell dadurch erhalten, daß man an den Sender einen Drehkondensator als künstliche Antenne und in den

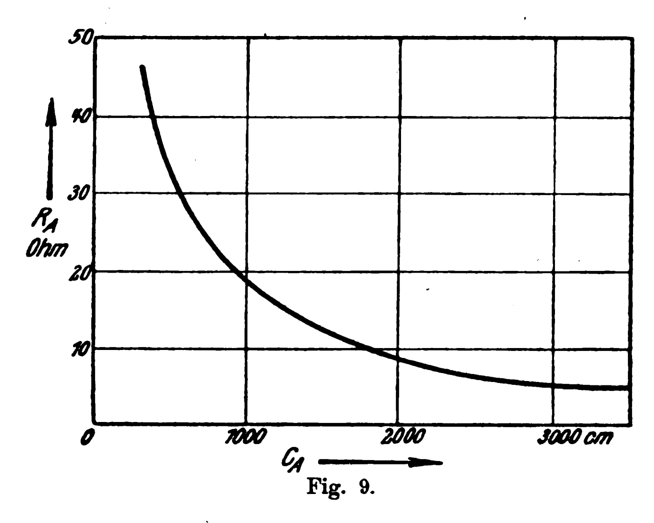


Fig. 9.

Antennenkreis einen variabeln selbstinduktions- und kapazitätsfreien Widerstand gelegt hatte. Es wurde nun für die einzelnen Kapazitätswerte der Widerstand so lange vergrößert, bis die kritische Koppelung ganz kurz vor dem vollkommenen Verlöschen der Schwingungen lag. Die Bestimmung der kritischen Koppelung erfolgte dabei, wie oben beschrieben mit der Braun'schen Röhre. Die Aufnahme der Kurven erfolgte für die ungünstigsten Verhältnisse (kleinstes C_1).

Der aus den Röhren und Senderkonstanten errechnete Wert für R_2, C_2 ergab eine gute Übereinstimmung mit den experimentell gefundenen Werten.

Es war:

$$S \cong 1{,}3 \cdot 10^{-3\,\text{Amp./Volt}}; \quad R_i = 1{,}13 \cdot 10^4\,\text{Ohm};$$
$$L_{1g} = 0{,}23 \cdot 10^5\,\text{cm}; \quad L_1 = 0{,}97 \cdot 10^5\,\text{cm},$$



(Die Werte von S und R_i wurden durch Aufnahme der Röhrencharakteristik und L_{1g} und L_1 in der Brücke gemessen.)

Daraus ergab sich für:

$$S L_{1g} - \left(\frac{L_1}{R_i} + R_1 C_1\right) = R_2 C_2 \cong 18 \cdot 10^3 \,\mathrm{Ohm} \cdot \mathrm{cm}.$$

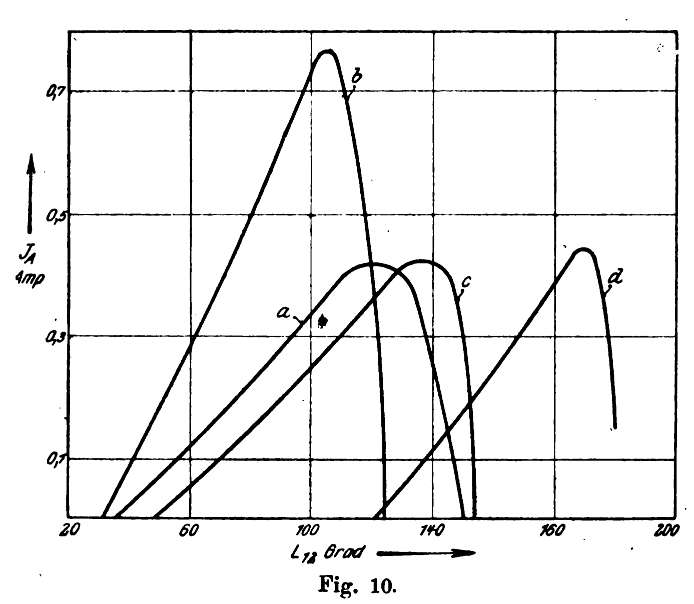


Fig. 10.

In Fig. 10a—10d sind die L_{12}- und J_2-Kurven (als Abszisse L_{12} in Skalenteilen der Koppelungsspule und als Ordinate J_2 in Ampere) für:

1. künstliche Antenne . .	$C_2 = 400$	cm
	$R_2 = 45$	Ohm
2. künstliche Antenne . .	$C_2 = 1000$	cm
	$R_2 = 19$	Ohm
3. Erdantenne	$C = 750$	cm
	$\vartheta = 0{,}1$	
4. T-Antenne (des Instituts)	$C = 2000$	cm
	$\vartheta = 0{,}082$	

Wie zu erwarten, entspricht die Kurvenform den oben angegebenen Bedingungen für ein gutes Arbeiten des Senders. Die Kurven haben ein ausgesprochenes Maximum, die kritische Koppelung kann nicht erreicht werden, da vorher die Schwingungen erlöschen. Es wurden

jedesmal für den ganzen Wellenbereich des Senders diese Kurven aufgenommen, die alle dasselbe Bild ergaben.

Tabelle 1.

Sender I.

a) Künstliche Antenne: $C = 1000$ cm; $R = 19$ Ohm.

1 m	2 ΔC % bei $L_{12\,gü}$ für 1 Okt.	3 $L_{12\,a} : L_{12\,g}$	4 $L_{12\,b} : L_{12\,g}$	5 ΔC % für Max.-Min.
520	1,05	0,34	0,31	16
1100	5	0,8	0,8	7
1600	~	1	÷	6

b) Künstliche Antenne: $C = 400$ cm; $R = 45$ Ohm.

1 m	2 ΔC % bei $L_{12\,gü}$ für 1 Okt.	3 $L_{12\,a} : L_{12\,g}$	4 $L_{12\,b} : L_{12\,g}$	5 ΔC % für Max.-Min.
400	2,5	0,5	0,485	25
1100	3,75	0,85	0,85	10
1600	8,5	0,95	0,95	9,5

In Tabelle 1 sind an zwei Beispielen die durch Kapazitätsschwankungen hervorgerufenen Frequenzschwankungen (die Messungen erfolgten wie oben angegeben) wiedergegeben. In Spalte 1 sind die Wellenlängen, bei denen die Frequenzschwankungen gemessen wurden, aufgeführt. Spalte 2 gibt an, um wieviel % bei günstigster Koppelung ($J_{2\,max.}$) die Antennenkapazität schwanken darf, damit die Tonänderung beim Überlagerungsempfang 1 Oktave nicht überschreitet. Das Zeichen ~ gibt an, daß an dieser Stelle die überhaupt mögliche Frequenzänderung (vom Max. zum Min. gemessen, siehe Abschnitt 7) so gering ist, daß die dadurch hervorgerufene Tonschwankung bei beliebiger Schwankung der Antennenkapazität unter 1 Oktave bleibt. In Spalte 3 ist das Verhältnis der Koppelung ($L_{12\,a}$), bei der für 10% Schwankung der Antennenkapazität die dadurch bedingte Tonschwankung gerade 1 Oktave wird zur günstigsten Koppelung ($L_{12\,gü}$), und in Spalte 4 das Verhältnis der Koppelung ($L_{12\,b}$), bei der für beliebige Kapazitätsschwankungen der Antenne die Tonschwankung 1 Oktave ist zur günstigsten Koppelung ($L_{12\,gü}$) angegeben. Spalte 5 gibt noch an, um wieviel % sich die Antennenkapazität ändern muß, um die jeweils größte Frequenzänderung zu bekommen.

2. Sender II.

In Fig. 11 sind analog zum Sender I die experimentell aufgenommenen Brauchbarkeitskurven aufgetragen. Als Abszisse ist wieder die Antennenkapazität und als Ordinate der wirksame Antennenwiderstand aufgezeichnet. Da dieser Sender, entsprechend den 4 Stufen

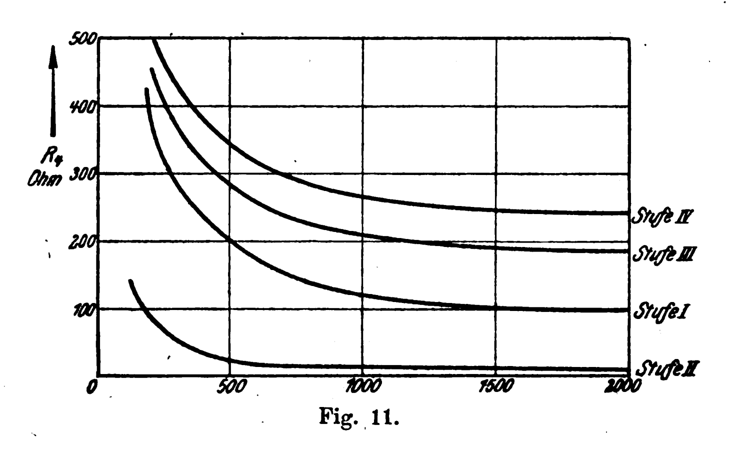


Fig. 11.

zur groben Einstellung der Wellenlängen (siehe Beschreibung der Sender) 4 verschiedene L und L_1 hat, mußte für jede Stufe eine solche Kurve aufgenommen werden.

Die Feinabstimmung des Antennenkreises geschieht bei diesem Sender durch einen mit der Antenne in Serie liegenden Drehkondensator (Verkürzungskondensator). Infolgedessen ist bei gleicher Antennenkapazität die gesamte Kapazität des Antennenkreises, je nach der Stellung des Drehkondensators verschieden. Daher fallen bei gleicher Antennenkapazität die Brauchbarkeitskurven bei kleiner Kapazität des Drehkondensators schlechter aus wie bei großer; d. h. es gehört bei kleiner Kapazität des Drehkondensators zu einer bestimmten Antenne ein größerer wirksamer Widerstand als bei großer Kapazität des Drehkondensators. Die hier wiedergegebenen Kurven entsprechen einer mittleren Kapazität des Abstimmungskondensators.

Aus Fig. 12 läßt sich ersehen, daß der Sender allgemein nur für ganz große wirksame Antennenwiderstände (300—600 Ohm), wie sie praktisch kaum vorkommen, zu gebrauchen ist. Nur Stufe II und bei großen Antennenwiderständen auch Stufe 1, ergeben bei normalen Antennenkapazitäten brauchbare L_{12}- und J_2-Kurven.

Als Beispiel sind in Fig. 12 *a—d* die L_{12}—J_A-Kurven der vier

Stufen für $C_A = 380$ cm und $R_A = 50$ Ohm aufgetragen. Die senkrechten Striche geben die Lage der kritischen Koppelung an. Wie zu erwarten, gibt nur die Stufe 2 (Kurve b) ein gutes Resultat.

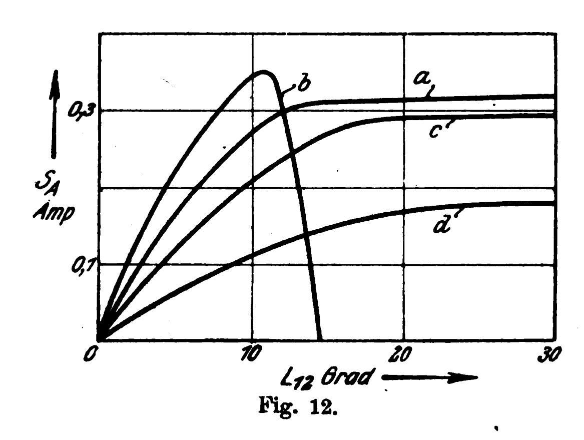


Fig. 12.

In Tabelle 2 sind analog zum Sender I die Werte für die Tonschwankungen aufgetragen. Nur ist hier in Spalte 6 die benutzte Stufe (Grobeinstellung der Wellenlänge im Zwischenkreis durch Variation der Selbstinduktion) angegeben.

Daß beim Sender II die Werte für die Tonschwankungen, da wo das Maximum von J_2 unterhalb der kritischen Koppelung liegt (günstige L_{12}-J_2-Kurve) günstiger, wie beim Sender I sind, kommt daher,

Tabelle 2.

Sender II.

a) Künstliche Antenne: $C = 380$ cm; $R = 50$ Ohm.

1 λ m	2 ΔC % bei L_{12g} für 1 Okt.	3 $L_{12a} : L_{12g}$	4 $L_{12b} : L_{12g}$	5 ΔC % für Max.-Min.	6 Stufe
455	Spr.	0,98 (Kr)	0,3	24	I
550	„	0,69 (Kr)	0,38	29	I
600	11	1	0,7	29	II
750	20	1	0,69	24	II
900	~	1	0,58	18,5	II
800	Spr.	0,95 (Kr)	0,35	26,5	III
1000	„	0,88 (Kr)	0,32	16	III
1200	„	0,9 (Kr)	0,8	14,5	III
1400	„	0,91 (Kr)	0,77	16	IV
1800	„	0,84 (Kr)	0,68	16	IV

b) Künstliche Antenne: $C = 380$ cm; $R = 250$ Ohm.

1 λ m	2 ΔC % bei L_{12g} für 1 Okt.	3 $L_{12a} : L_{12g}$	4 $L_{12b} : L_{12g}$	5 ΔC % für Max.-Min.	6 Stufe
450	8,7	0,92	0,69	76	I
550	57	1	1	110	I
600	~	1	1	71	II
900	~	1	1	58	II
800	Spr.	0,82 (Kr)	0,52	52,5	III
1000	40	1	0,99	90	III
1200	26,2	1	0,66	39,5	III
1400	Spr.	0,93 (Kr)	0,71	37	IV
1800	18,4	1	0,75	34	IV

weil beim Sender II mit der Antenne noch zwei Kondensatoren in Serie liegen; Kapazitätsschwankungen der Antenne die Gesamtkapazität des Antennenkreises also wenig beeinflussen.

Spr. bedeutet, daß hier ein Springen der Frequenz stattfindet und (Kr.) hinter einer Zahl, daß dieser Wert mit dem für die kritische Frequenz identisch ist.

Teil III.

Eigenschwingungen von Spulen und Oberwellen der Sender.

13. Eigenschwingungen von Spulen.

Eine besondere Beachtung verdient beim Bau von Sendern die Dimensionierung der Spulen. Jede Spule besitzt Eigenschwingungen, die von ihrer Drahtlänge, Spulenform, Ganghöhe und Ohm'schem Widerstand abhängen und von denen die am stärksten ausgebildete, tiefste Eigenfrequenz hier vor allem in Frage kommt. Liegt nun diese Eigenfrequenz der Spule innerhalb des Frequenzbereiches des Senders, so wird die Spule beim Einstellen des Senders auf diese Frequenz stark mitschwingen. Voraussetzung dabei ist natürlich, daß die Koppelung zwischen dem Senderkreis und der Spule nicht extrem lose ist, was bei dem gedrängten Zusammenbau der Sender nicht in Frage kommt.

Das Mitschwingen der Spulen (z. B. der Drosselspulen und der freien Spulenenden) bedeutet einen unerwünschten Energieverbrauch, der je nach der Größe der Koppelung zwischen dem Senderkreis und der Spule und den Verlusten in der Spule verschieden groß ist.

14. Versuchsanordnung.

Zur Untersuchung der Sender auf diese Spuleneigenschwingungen wurde der Primärkreiskondensator mit einem Ablenkungskondensator der Braunschen Röhre parallel gelegt und die Frequenz des Senders stetig von kleinstem zu größtem Wert variiert. Die Größe des auf dem Schirm der Braunschen Röhre entstehenden Striches gab ein Maß für die Spannung am Primärkreiskondensator und damit auch für die Stromstärke im Primärkreis. Jedesmal, wenn hierbei die Senderfrequenz gleich der Eigenfrequenz einer Spule (oder der Frequenz einer Oberschwingung der Spule) wurde, zeigte sich eine Abnahme der Spannung, da ja hierbei ein Energieverbrauch durch die Spule stattfindet.

Um nun die jeweils mitschwingende Spule selbst festzustellen, wurden die Enden der in Frage kommenden Spulen je an einen zweiten Ablenkungskondensator der Braunschen Röhre gelegt, dessen Feldrichtung senkrecht auf der des obengenannten angeordnet war. Die mitschwingende Spule zeigt an ihren Enden starke Spannungen, deren Phase um 90^0 gegen die des Primärkreiskondensators verschoben ist.[1]) Auf dem Schirm der Braunschen Röhre zeigt sich dann eine Ellipse bzw. bei gleicher Amplitude ein Kreis.[2]) Auf diese Weise gelang es, die jeweils mitschwingende Spule zu bestimmen. Hierbei wurde allerdings die Wellenlänge der Eigenschwingung durch das Anlegen des Ablenkungskondensators etwas vergrößert, doch betrug diese Vergrößerung nicht mehr als $2^0/_0$. Die Kapazität des Ablenkungskondensators mit Zuleitungen betrug 8 cm.

Zur Bestimmung des Energieverbrauchs durch das Mitschwingen von Spulen, wurde die Senderfrequenz auf die Eigenfrequenz der zu untersuchenden Spule eingestellt und Anodenstrom und -spannung gemessen. Dann wurde die Spule entfernt, oder wenn dieses unmöglich war, durch Kurzschließen am Mitschwingen verhindert, und abermals Anodenstrom und -spannung bestimmt. Die Differenz der beiden $E \cdot J$-Werte ergab den durch das Mitschwingen der Spule bedingten Mehrverbrauch an Energie.

---

1) Man kann die Spule hier als einen Schwingungskreis auffassen; bei loser Koppelung und im Fall der Resonanz sind aber die Spannungen der beiden Schwingungskreise (z. B. an der Selbstinduktion gemessen) um 90^0 in der Phase verschoben.

2) Siehe Zenneck, Elektrom. Schwingungen.

Sender II.

15. Versuchsergebnisse.

Bei diesem Sender wurde als unerwünscht mitschwingende Spule eine der Eingangsdrosselspulen der Hochspannungsleitung festgestellt. Die Spule ist viereckig und hat folgende Dimensionen:

3 × 2,7 cm	Grundfläche
4,5 „	Höhe
0,14 mm	Drahtdurchmesser
46 m	Drahtlänge
400	Windungen

Die Eigenwellenlänge der Spule wird dadurch erhöht, daß sie einseitig mit einem Blockkondensator von 1500 cm Kapazität verbunden ist. Ihre Eigenwellenlänge wurde zu 1315 m gemessen.

Die grobe Änderung der Wellenlänge geschieht bei dem Sender II durch stufenweises Verändern der Selbstinduktion. Hierbei greifen die einzelnen Wellenbereiche ineinander über, d. h. es kann unter Umständen ein und dieselbe Wellenlänge auf zwei Stufen eingestellt werden. Die gegenseitige Lage der Selbstinduktionsspule des Primärkreises gegenüber der Drosselspule ist nun für die einzelnen Stufen verschieden und damit auch die Größe der Verkoppelung. Es ist deshalb der Energieverbrauch durch Eigenschwingung bei derselben Wellenlänge bei den verschiedenen Stufen nicht gleich.

Es ergaben sich: ein Energieverbrauch für:

1. 1315 m (Grundschwingung der Spule)
   a) für Stufe IV
      42,25 Watt bei schwingender Spule
      32,00 „ „ nichtschwingender Spule } 32 % Mehrverbrauch
   b) für Stufe III
      50,25 Watt bei schwingender Spule
      41,25 „ „ nichtschwingender Spule } 21,5 % Mehrverbrauch
2. 870 m (1. Oberschwingung der Spule)
   a) für Stufe III
      43,4 Watt bei schwingender Spule
      42,5 „ „ nichtschwingender Spule } 2,4 % Mehrverbrauch
   b) für Stufe II
      40,5 Watt bei schwingender Spule
      40,0 „ „ nichtschwingender Spule } 1,25 % Mehrverbrauch

3. 570 m (2. Oberschwingung der Spule)
für Stufe II

39,3 Watt bei schwingender Spule 38,4 „ „ nichtschwingender Spule	2,3 % Mehrverbrauch

4. 425 m (3. Oberschwingung der Spule)
für Stufe I

37,0 Watt bei schwingender Spule 35,5 „ „ nichtschwingender Spule	4,2 % Mehrverbrauch

Sender I.

Hier konnte ebenfalls eine mitschwingende Spule nachgewiesen werden, und zwar eine Drosselspule im Audionkreis. Die Eigenschwingung dieser Spule ist 155 m, sie liegt also unterhalb des Frequenzbereiches des Senders (300—1610 m). Resonanzerscheinungen können daher hier nur zwischen einer Oberschwingung des Senders und der Spule auftreten. Infolgedessen ist auch der Energieverlust gering. Er betrug bei der ersten Oberschwingung weniger als 1 %, bei den Oberschwingungen höherer Ordnung konnte er nicht mehr gemessen werden. Auf der Braunschen Röhre waren aber die Resonanzerscheinungen mittels Lissajouscher Figuren bis zur fünften Oberschwingung noch gut nachweisbar.

16. Oberwellen der Sender.

Bei der Untersuchung der Sender auf Oberwellen zeigte sich, daß bei bestimmten Wellenlängen als Grundschwingung einzelne Oberwellen besonders stark hervortraten. Es konnte z. B. beim Sender I bei der Grundwellenlänge $\lambda = 1165$ m die 11. Oberwelle noch gut mit dem Wellenmesser gemessen werden, während die dazwischenliegenden Oberwellen von der dritten an nicht mehr nachzuweisen waren. Es war nicht anzunehmen, daß dieses auffällige Hervortreten einzelner Wellenlängen allein durch die Röhrencharakteristik bedingt war, vielmehr lag es nahe, diese Erscheinungen besonders, da die Wellenlängen nur dann stark hervortraten, wenn die Senderfrequenz bis auf 4 % genau ein ganzes Vielfaches dieser Wellen war, auf Resonanzerscheinung einzelner Teile des Senderkreises zurückzuführen, die durch die Röhre verstärkt werden.

Wenn dies der Fall ist, dann muß zwischen Gitter und Kathode eine Wechsel-E.M.K. auftreten, deren Frequenz gleich der der besonders hervortretenden Oberschwingung, also gleich einem ganzen Vielfachen der Senderfrequenz ist.

17. Versuchsanordnung.

Um dies zu untersuchen, wurde wieder der eine Ablenkungskondensator der Braunschen Röhre mit dem Primärkondensator, der andere mit Gitter-Kathode verbunden (Fig. 13). Es zeigten sich hierbei

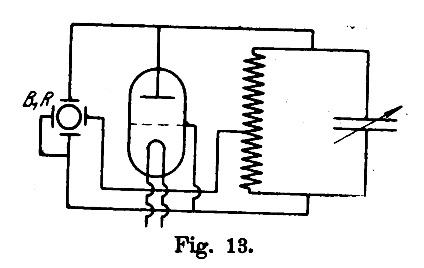


Fig. 13.

auf dem Schirm der Röhre beim starken Hervortreten der obengenannten Oberwellen Lissajousche Figuren, die darauf schließen ließen, daß zwischen Gitter und Kathode tatsächlich eine E.M.K. der Frequenz der Oberwelle vorhanden war.

Diese Spannung kann nun bei der bei den untersuchten Sendern gebrauchten Schaltung dadurch verursacht werden, daß entweder die

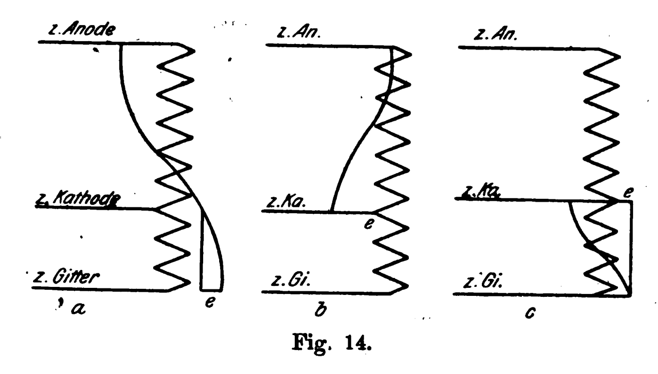


Fig. 14.

Gesamtspule (a) oder der zwischen Anode und Kathode liegende Teil (b) oder die Gitterspule (c) in ihrer Eigenfrequenz schwingt. In Fig. 14 a—c sind die Spannungsverteilungen für die oben angegebenen Schwingungszustände aufgetragen; a für die Gesamtspule, b für den zwischen Anode und Kathode liegenden Spulenteil und c für die Gitterspule, e ist die jeweils zwischen Gitter und Kathode auftretende Spannung. Daß alle diese Fälle tatsächlich eintreten können, zeigten die vorgenommenen Messungen.

Zunächst wurde mit dem Wellenmesser und der Braunschen Röhre in der oben angegebenen Weise die Wellenlänge der besonders hervortretenden Oberschwingungen bestimmt. Dann wurde die Anodenspannung abgeschaltet und die Primärkreisspule des Senders durch eine Koppelspule von einem Hilfssender angeregt. Der Hilfssender wurde nacheinander auf die vorher ermittelten Wellenlängen der besonders hervortretenden Oberschwingungen eingestellt. Durch aufeinanderfolgendes Anlegen der einzelnen Spulenteile an die Braunsche Röhre konnte die Spannungsverteilung auf der Spule festgestellt und damit ermittelt werden, welcher Spulenteil für das Auftreten der Oberwelle verantwortlich zu machen ist. Zur Kontrolle wurde der jeweils nichtschwingende Spulenteil kurzgeschlossen; die Schwingungen mußten dann fast unverändert bestehen bleiben. Die Messungen mußten selbstverständlich an dem Sender im Betriebszustand (d. h. eingeschaltet und mit brennender Lampe) vorgenommen werden, da jede auch einseitig an die Spule angehängte Kapazität die Eigenwellenlänge verändert, man also bei abgeschalteter Spule zu falschen Resultaten geführt würde.

Es wurde folgendes festgestellt: Ist die Frequenz einer Oberwelle des Senders gleich der Eigenfrequenz der ganzen Primärkreisspule (oder einer ihrer Teile) so schwingt die Spule (oder der betreffende Teil) in seiner Eigenfrequenz; die dadurch am Gitter auftretende E.M.K. dieser Eigenfrequenz bewirkt eine Verstärkung der Oberwellen dieser Frequenz und bringt so das Hervortreten einzelner Wellenlängen als Oberwellen mit besonders großer Intensität hervor.

18. Versuchsergebnisse.

Im folgenden seien die Untersuchungsergebnisse angegeben. Die auftretenden kleinen Abweichungen der hervortretenden Oberwellen von den gemessenen Eigenfrequenzen der Spulen erklären sich daher, daß die Spule nicht nur genau im Resonanzpunkt, sondern auch in einem kleinen Bereich um die Resonanzstelle zum Mitschwingen angeregt wird.[1])

Die Wellen wurden mit einem sehr empfindlichen Wellenmesser der Firma Lorenz gemessen. Um einen Maßstab für die Intensität der Oberwellen zu haben, wurden die auf eine Spule des Wellenmessers bezogenen Galvanometerausschläge gemessen und in Prozenten der Grundwelle umgerechnet. Die Werte geben natürlich kein ab-

1) S. Glage und Edler, Arch. f. Elektrotechn. Bd. X, S. 56.

solutes Maß für die Intensität der Oberwellen, da das mit der Wellenlänge variierende Dekrement des Wellenmessers unberücksichtigt blieb; doch geben die Zahlen ein gutes Bild von dem starken Hervortreten der oben angegebenen Oberwellen. Es wurden auch Vergleichsversuche mit Empfänger und Überlagerer gemacht, die dasselbe Bild ergaben. So wurde z. B. festgestellt, daß die in Tabelle 3 angegebene Oberwelle von 350 m in annähernd gleicher Stärke zu hören war, wie die Grundwelle (1400 m), während andere Oberwellen z. B. 233 m kaum wahrzunehmen waren.

Sender II.

Die grobe Variation der Wellenlänge erfolgt hier durch stufenweises Verändern der Selbstinduktion des Primärkreises. Infolge davon sind einmal die Eigenfrequenzen der mitschwingenden Spulen für jede Stufe verschieden, zum andern bleibt, da ja mit größeren Wellenlängen auch die Selbstinduktion der Spule größer wird, das Verhältnis der Grundschwingung des Senders zur Eigenfrequenz der mitschwingenden Spulen in groben Grenzen dasselbe. Der Primärkreis des Senders ist nun so dimensioniert, daß die Eigenfrequenz der mitschwingenden Spulen für den ganzen Wellenbereich in die Größe der 3.—6. Oberwelle fällt. Da diese Oberwellen niederer Ordnungszahl an sich schon stark ausgebildet sind, treten die durch Mitschwingen von Spulen verursachten Oberwellen mit außerordentlicher Stärke hervor.

In Tabelle III sind einige für diese Erscheinungen charakteristischen Daten angegeben. In Spalte 1 sind die Wellenlängen der Grundschwingungen und die dazugehörigen Oberwellen, in Spalte 2 die Intensitäten in Prozenten der Intensität der Grundwelle und in Spalte 3 die Ordnungszahlen der Oberwellen niedergeschrieben.

B. Sender I.

Bei diesem Sender bleibt die Selbstinduktion des Primärkreises unverändert. Die Einstellung der Wellenlänge erfolgt lediglich durch Variation der Kapazität. Die Eigenfrequenzen der mitschwingenden Spulen bleiben also für den ganzen Wellenbereich des Senders dieselben. Die durch Mitschwingen von Spulen hervorgerufenen Oberwellen rücken also bei größer werdenden Wellenlängen zu immer höheren Ordnungszahlen und treten dementsprechend mit immer geringerer Intensität auf. Dieser Sender hat also den Vorteil, daß er im oberen Wellenbereich von Oberwellen sehr starker Intensität frei ist.

In Tabelle IV sind die Ergebnisse für den Sender zusammen-

Tabelle 3.

Sender II.

1. Stufe IV. Wellenbereich 1200—2000 m. Mitschwingende Spulen:
   1. Gesamtspule des Primärkreises $\lambda = 360$ m.
   2. Der zwischen Anode und Kathode liegenden Spulenteil $\lambda = 250$ m.

1 λ m	2 Intensität in $^0/_0$ d. G. W.	3 Ordnungszahl 1
1400	100	1
700	12,5	2
468	3,4	3
350	**76**	**4**
280	**34**	**5**
233	6,3	6
200	0,25	7

2. Stufe III. Wellenbereich 900—1200 m. Mitschwingende Spulen:
   1. Zwischen Anode und Kathode liegender Spulenteil $\lambda = 200$ m.
   2. Gitterkreis $\lambda = 165$ m.

1 λ m	2 Intensität in $^0/_0$ d. G. W.	3 Ordnungszahl 1
1200	100	1
590	0,85	2
400	0,6	3
300	1,2	4
240	2,4	5
200	**13,4**	**6**
170	**1,8**	**7**
150	0,6	8

3. Stufe II. Wellenbereich 550—900 m. Mitschwingende Spule:
   1. Der zwischen Anode und Kathode liegende Spulenteil $\lambda = 178$ m.
   2. Gitterkreis mit Röhre $\lambda = 135$ m.

1 λ m	2 Intensität in $^0/_0$ d. G. W.	3 Ordnungszahl 1
540	100	1
268	0,01	2
180	**20**	**3**
135	**20**	**4**
108	0,3	5

4. Stufe I. Wellenbereich 350—550 m. Mitschwingende Spulen:
   Der zwischen Anode und Kathode liegende Spulenteil $\lambda = 105$ m.

1 λ m	2 Intensität in $^0/_0$ d. G. W.	3 Ordnungszahl 1
425	100	1
142	2	3
108	**66**	**4**

gestellt. Die Bedeutung der Spalten 1—3 ist dieselbe, wie die der Tabelle III. Die Eigenschwingung des Gitterkreises (122 m) war bei großen Wellen nrcht mehr nachzuweisen.

19. Zusammenfassung.

In der vorliegenden Arbeit wird gezeigt, 1. welche Übelstände durch Koppelungserscheinungen bei Zwischenkreis-Röhren-Sendern auf-

Tabelle 4.

Sender I.

Mitschwingende Spulen:
1. Gesamte Spulen des Primärkreises $\lambda = 105$ m
2. Gitterspule mit Röhre $\lambda = 122$

a)			b)			c)		
1	2	3	1	2	3	1	2	3
λ m	%	1	λ m	%	1	λ m	%	1
350	100	1	735	100	1	1165	100	1
158	3,5	2	365	1,8	2	580	0,25	2
107	28,5	3	242	1,2	3	390	0,35	3
			146	2,4	5	104	1,5	11
			122	3,05	6			
			105	1,5	7			

treten und wie diese vermieden werden können und 2., daß durch Eigenschwingungen von Spulen Energieverluste auftreten und starke Oberwellen verursacht werden können.

Dann wird an einigen untersuchten Kriegssendern gezeigt, wie stark diese Übelstände hervortreten können resp. wie weit sie schon damals vermieden wurden.

Die Anregung zu der vorliegenden Arbeit verdanke ich Herrn Geheimrat M. Wien, dem ich an dieser Stelle für sein förderndes Interesse meinen besonderen Dank aussprechen möchte. Ausgeführt wurde die Arbeit im Technisch-Physikalischen Institut, dessen Vorsteher Herrn Prof. Rogowski und nach seinem Fortgang Herrn Prof. Schumann ich für ihre Unterstützung zu Dank verpflichtet bin.

The Recording of High Speed Signals in Radio Telegraphy.

Von **Julius Weinberger.**

Übersetzt von H. Eales.

Unter diesem Titel hat Weinberger, Ingenieur der Versuchsabteilung der Radio Corporation of America, dem Institute of Radio Engineers am 7. Dezember 1921 eine Abhandlung vorgelegt, aus der im folgenden der wesentliche Inhalt wiedergegeben werden soll. Er behandelt darin das Problem der Aufzeichnung von mit großer Geschwindigkeit gegebenen drahtlosen Zeichen; mit den beständig wachsenden Anlage- und Ausrüstungskosten drahtloser Stationen und dem Streben nach Vergrößerung der Leistung der Stationen zwecks Erzielung eines unter allen Umständen verläßlichen Verkehrs ergab es sich von selbst, daß es zur Erzielung eines wirtschaftlichen Betriebes nötig war, zu größeren Signalgeschwindigkeiten überzugehen, als sie beim Handbetrieb des Morsetasters erreichbar waren. Die meisten der drahtlosen Großstationen sind heutzutage mit Relaissystemen ausgerüstet, die gestatten, Zeichen mit über 100 Worten in der Minute auszusenden, und es liegt offenbar kein praktisches Hindernis vor, im Bedarfsfalle leistungsfähige Vakuumverstärkerröhren zu bauen, die mit einer beträchtlich höheren Wortgeschwindigkeit betrieben werden könnten. Der Schnellbetrieb ist vielmehr lediglich durch die Leistungsfähigkeit der Empfangsapparate begrenzt und die Bestrebungen müssen daher darauf gerichtet werden, die Leistungsfähigkeit der Empfangsapparate zu steigern

Weinberger beschreibt zunächst die von der Radio Corporation betriebene Duplexverkehrsanlage für transatlantischen Verkehr; dort wird beabsichtigt, die meisten der Sender an einer Zentralstelle in Port Jefferson auf Long Island zu vereinigen und ebenso die verschiedenen Empfänger in Riverhead, etwa 29 km von Port Jefferson entfernt; der Betrieb wird dann von New York City aus geleitet, wo in Broad Street 64 das Betriebsamt eingerichtet ist; Sende- und Empfangsbeamte arbeiten dort am gemeinsamen Tisch, wobei die Sendeapparate durch Telegraphenleitungen und die Empfangsapparate durch Telephonleitungen mit den zugehörigen Apparaten in Port Jefferson und Riverhead verbunden sind.

Die Anforderungen, die an einen Schnellschreibverkehr gestellt werden müssen, sind nun folgende:

1. Der Zeitverlust zwischen dem Aufzeichnen der Signale und deren Umschreibung muß so klein wie möglich sein, um einerseits einen rationellen Gegenverkehr zu ermöglichen und im Falle eintreten-

der Störungen den Betrieb sofort unterbrechen zu können, um ferner das Telegramm möglichst schnell dem Adressaten zustellen zu können, und um endlich auch die Wirkungsweise der Apparate gut einstellen zu können.

2. Die Kosten des Aufzeichnens der Signale müssen so niedrig wie möglich sein, nicht höher als einige Hundertstel eines Cent für das Wort, insbesondere mit Rücksicht auf den zu niedrigen Sätzen berechneten Pressedienst.

3. Die Schreibempfangsapparate müssen möglichst einfach und robust sein und keiner Wertung bedürfen, auch müssen sie leicht reparierbar und auswechselbar sein.

4. Von großer Wichtigkeit ist, daß die aufgezeichneten Signale erhalten bleiben, um so Irrtümer aufklären und feststellen zu können.

5. Die über die Telephonleitungen vom Empfangsapparat nach dem Betriebsamt übertragenen Tonsignale müssen zwischen 500 und 1500 Wechseln liegen. Obwohl theoretisch die Telephonleitungen Frequenzen bis zu 2200 Wechseln zu übertragen vermögen, ergab es sich in der Praxis als vorteilhafter, die Tonfrequenz unter 1500 Wechseln zu halten. Die Schreibapparate müssen in der Lage sein, jede beliebige Frequenz innerhalb dieses Frequenzbereiches aufzunehmen und auch Schwankungen über und unter die genannten Grenzen. Denn es hat sich im Betriebe herausgestellt, daß beim Empfang von bestimmten europäischen Stationen mit Tonschwankungen von mehreren Hundert Wechseln zu rechnen ist.

6. Grenzen der Geschwindigkeit: Gegenwärtig erfolgt der Betrieb im Verkehr auf große Entfernungen mit 40—50 Worten = 200 bis 250 Buchstaben in der Minute; zeitweise ist auch mit höheren Geschwindigkeiten bis zu 80 Worten in der Minute gearbeitet worden. Die Grenzen für die Geschwindigkeit liegen in Relaisstörungen an der Senderstelle und in atmosphärischen Störungen an der Empfangsstelle. Voraussichtlich wird es in einigen Jahren zur Regel werden, mit Wortgeschwindigkeiten von 100 in der Minute zu arbeiten. Der Schreibempfänger soll also in der Lage sein mit Leichtigkeit 80 Worte zu empfangen und durch einfache Abänderungen bis zu 200 Worten empfangen können; wird doch z. B. zwischen London und Berlin regelmäßig mit Wortgeschwindigkeiten von 60 in der Minute gearbeitet und zu Zeiten sogar mit 100 Worten.

7. Das Ablesen der aufgezeichneten Zeichen durch den Empfangsbeamten sollte so leicht wie möglich sein. Der Empfangsbeamte hat keine Zeit, die Aufzeichnungen mühsam zu studieren, und daher würde

ein leicht ablesbarer Schreibempfang bei geringerer Übertragungsgeschwindigkeit einem Verkehr mit höherer Geschwindigkeit, der erst mühsames Übersetzen erfordert, vorzuziehen sein.

8. Die Signale müssen leicht von den statischen Störungen zu unterscheiden sein.

9. Sehr wichtig ist auch, daß der Betrieb ohne Unterbrechung vonstatten geht. Bei akustischer Aufzeichnung, wo es einige Zeit erfordert, ein neues Schreibband aufzulegen, müssen zwei Apparate in Tätigkeit sein, von denen der eine neu zu arbeiten beginnt, ehe der andere am Ende angelangt ist. Aber der Betrieb zweier Empfänger ist unökonomisch und deshalb ist es erstrebenswert, mit einem einzigen Empfänger einen fortlaufenden Betrieb zu ermöglichen.

Als die Versuchsabteilung der Radio Corporation mit ihren Untersuchungen über den Schnellbetrieb begann, standen zwei verschiedene Arten von Schreibempfängern zur Verfügung, akustische und graphische Registrierer.

Zu den ersteren gehören das bekannte Poulsensche Telegraphon und das sogenannte Dictaphon oder Ediphon. Bei dem ersteren läuft ein Stahldraht mit großer Geschwindigkeit zwischen den Polschuhen eines Elektromagneten durch, der von den aufzuschreibenden Tonempfangsströmen erregt wird, während bei dem Ediphon die Aufzeichnung auf einem Wachszylinder erfolgt.

Beide Arten akustischer Registrierer besitzen aber folgende Nachteile:

1. Zeitverlust infolge des notwendigen Umschreibens der Nachrichten. Beim Stahldrahttelephon, bei dem ein sehr langer Draht vorhanden ist, verläuft etwa eine halbe Stunde, ehe der Draht für das Umschreiben zur Verfügung steht. Dies ist aber aus Betriebsrücksichten ganz unzulässig. Beim Phonographen beträgt diese Zeit etwa 4—6 Minuten, was aber auch noch lästig ist. Jedenfalls ist jeder solcher Zeitverlust schädlich, da er ein Überwachen der Güte der Aufzeichnungen erschwert.

2. Kosten. Eine akustische Registrieranlage erfordert zwei Registriermaschinen und 4—6 Umschreibmaschinen. Beim Betrieb ist ein Mann nötig zum Bedienen der Registriermaschinen (um die Streifen einzulegen und abzunehmen), ein weiterer Mann, um die Zeichen von den Registrierstreifen wieder zu löschen und die Streifen wieder auf die Registrierapparate zu verteilen, und endlich 4—6 Umschreibungsbeamte. Die Betriebskosten sind daher außerordentlich groß.

3. Es ist kein fortlaufender Betrieb möglich. Dies ist ein großer

Mangel der akustischen Registrierapparate. Es ist sehr wünschenswert, die Registrierungen für längere Zeit aufbewahren zu können, um die Verantwortung für Fehler feststellen und die Güte des Betriebes studieren zu können. Um aber nicht zu viel Registriersteifen im Betrieb haben zu müssen, müssen sie nach kurzer Zeit, am besten sofort nach dem Umschreiben, wieder gesäubert werden.

4. Mechanische Nachteile.

Beim Telegraphon bricht der mit hoher Geschwindigkeit laufende Stahldraht leicht; dadurch entstehen beträchtliche Zeitverluste und Kosten, auch gehen beim Ausbessern Teile der Nachrichten verloren.

5. Da die Übertragung von der Empfangsstelle auf das Betriebsamt, wie oben erwähnt, unter 1500 Wechseln bleiben sollte, erfordert der Betrieb der akustischen Schreibempfänger eine Verringerung der Übertragungsgeschwindigkeit, die 40 Worte pro Minute nicht überschreiten darf.

Die graphischen Registrierer zerfallen in zwei Hauptklassen:

1. Die photographischen Schreiber, bei denen die Signale auf photographischem Papier aufgezeichnet werden.

2. Die Tintengriffelschreiber, bei denen die Signale auf gewöhnlichem Papier mit Hilfe einer Schreibfeder in Form einer Wellenlinie oder als Striche oder Punkte niedergeschrieben werden.

1. Photograpische Schreiber.

Aus dieser Klasse standen zur Verfügung der Einthovensche Galvanometerschreiber und der Hoxieschreiber der General Electric Company. Der erstere ist in großem Umfange von europäischen Gesellschaften benutzt worden und der zweite von der Marine der Vereinigten Staaten, ebenso auch im Handelsnachrichtenverkehr in den Stationen der Radio Corporation. Da der Hoxieapparat unmittelbar zur Verfügung stand und offenbar dem Einthovengalvanometerschreiber in bezug auf Schreibleistung, mechanische Konstruktion usw. überlegen war, so wurde nur dieser benutzt und untersucht.

Der Hoxieschreiber hat eine Reihe von Vorzügen; er liefert sehr genaue Aufzeichnungen der Signale und der Störungen, gestattet sehr große Geschwindigkeiten und arbeitet mit Strömen von der Größenordnung guter Telephonsignale (15 Mikroampère). Er kann daher unmittelbar an Stelle des Hörtelephons eingeschaltet werden, erfordert keine besondere Verstärkung und bildet ein wertvolles Instrument für Untersuchungen, wo Aufzeichnungen über größere Zeiträume (eine

oder mehrere Stunden) erwünscht sind, und die Ausgaben für den Photographenregistrierstreifen sind nicht von Bedeutung.

2. Tintengriffelschreiber.

Diese Klasse umfaßt den Morseschreiber und den Heberschreiber. Beide besitzen den großen Vorzug, daß die aufgezeichneten Signale sofort lesbar sind und daß ihr Betrieb billig und ununterbrochen ist. Andere Erfordernisse, die von den existierenden Apparaten noch nicht erfüllt waren (Geschwindigkeit und mechanische Einfachheit), könnten offenbar durch weitere Entwicklung dieser Apparate erreicht werden, und deshalb entschloß sich die Radio Corporation, diesen Apparaten ihre Aufmerksamkeit zu widmen.

a) Morseschreiber (Wheatstonescher automatischer Schreiber).

Der Nachteil des Morseschreibers besteht darin, daß er nur einen Strich oder einen Punkt schreiben kann. Wenn daher Störungen in Gestalt einzelner Impulse auftreten und genügende Stärke besitzen, wird bei jedem Störimpuls ein Punkt aufgezeichnet; sind die Störungen dagegen mehr oder weniger fortlaufend, so wird ein fortlaufender Strich aufgezeichnet. Das Lesen der Zeichen ist daher beim Morseschreiber viel schwieriger und unsicherer als beim Heberschreiber, wo die Registrierung in Gestalt einer Wellenlinie erfolgt. Auch beim Relaisbetrieb treten Störungen ein, da bei atmosphärischen Störungen der Relaishebel am Magneten kleben bleibt. Es wurde daher beschlossen, den Heberschreiber weiter auszubilden, damit er 100 Worte in der Minute schreiben könnte.

b) Heberschreiber.

Es wurden nun die existierenden Heberschreiber untersucht. Alle im Handel erhältlichen Formen bestanden im wesentlichen aus den in Fig. 1 dargestellten Teilen. Bei diesem Instrument ist eine Galvanometerspule zwischen den Polen eines kräftigen Magneten angeordnet, so daß, wenn der aufzuzeichnende Strom durch die Spule fließt, diese sich um ihre vertikale Achse dreht. Zwei Seidendrähte sind an den oberen Ecken des Spulenrahmens befestigt, die an einem kleinen Stück Fiber, dem Heberträger, angreifen und dieses drehen, sobald die Spule sich bewegt. Infolgedessen bewegt sich das Glasrohr des Heberschreibers auf dem sich bewegenden Schreibband hin und her. Das Heberröhrchen besteht aus einem Glasrohr von 0,25 mm Weite, das in der aus Fig. 1 ersichtlichen Form gebogen und am Träger mit Wachs befestigt ist. Der Tintenbehälter ist über dem Papierband

angeordnet und das Ende des Heberröhrchens taucht in ihn hinein; da das andere Ende des Heberröhrchens, auf dem Papierband, niedriger liegt als der Tintenbehälter, läuft die Tinte beständig ab. Die Höhe und der Winkel des Bandes, die Spannung und die Lage der verschiedenen Aufhängedrähte sind ebenfalls einstellbar. Fig. 2 zeigt eine photographische Ansicht eines solchen auf Kabelstationen verwendeten Heberschreibers.

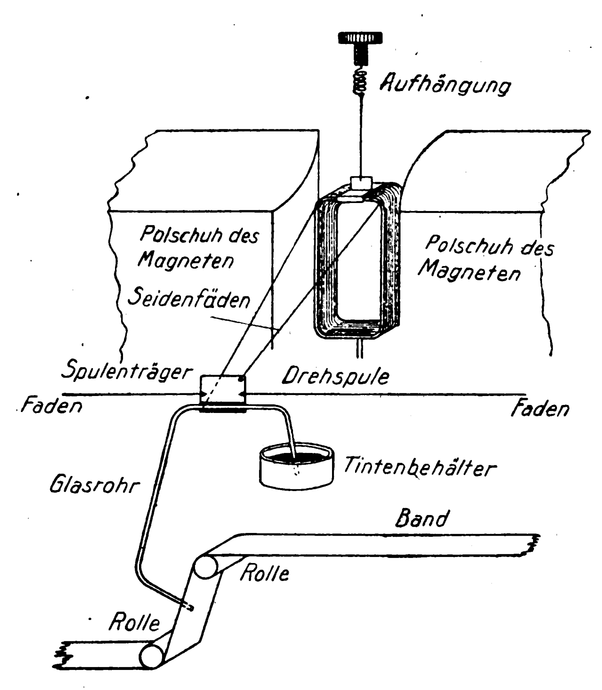


Fig. 1. Einzelteile des Heberschreibers, Kabeltype.

Diese Art Heberschreiber ergibt gute Signalaufzeichnungen bei einigen hundert Mikroampere. Wegen der Trägheit der beweglichen Teile ist seine Geschwindigkeit jedoch auf weniger als 50 Worte in der Minute beschränkt. Andere Instrumente, sogenannte „Undulatoren", gestatten zwar Aufzeichnungen bis zu 100 Worten in der Minute, sie erfordern aber Ströme von der Größenordnung von 50 Milliampere und würden daher mittels eines Relais betrieben werden müssen wie der Morseschreiber. Bei beiden Apparaten sind die aufgezeichneten Signallinien bei den höheren Geschwindigkeiten nicht rechteckig, son-

dern häßlich abgerundet. Fig. 3 zeigt einen Registrierstreifen, auf dem bei der verhältnismäßig niedrigen Geschwindigkeit von 60 Worten in der Minute aufeinanderfolgende Striche gegeben wurden.

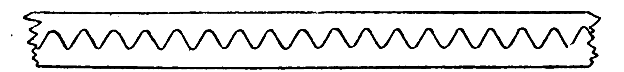


Fig. 3. Aufzeichnung beim Strichegeben bei 60 Worten in der Minute mit der Kabeltype des Heberschreibers.

Außer diesen Beschränkungen der Betriebsgeschwindigkeit machten die mechanischen Eigenschaften der im Handel erhältlichen Heberschreiber sie ganz ungenügend für den Gebrauch im drahtlosen Verkehr. So erfordert es z. B. große Geschicklichkeit die lange gläserne Heberröhre herzustellen und zu befestigen und im Falle eines Bruches oder eines Verstopfens erfordert es beträchtliche Zeit, eine neue Röhre einzusetzen.

Es wurde daher die im folgenden beschriebene Form eines Tintenschreibers entwickelt. Die Originalidee und die mechanische Entwicklung dieses Apparates stammt von Edward Blakeney, die Ausbildung des in den Handel gebrachten Apparates von Blakeney und Samuel C. Miller von der Versuchsabteilung der Radio Corporation.

Die wesentlichen Teile des Registriersystems sind in Fig. 4 dargestellt. Eine kleine kreisförmige Spule befindet sich in dem radialen Feld, welches durch einen kräftigen Elektromagneten der Solenoidtype erzeugt wird. Ein vom Spulenrahmen in die Höhe führendes Verbindungsglied greift am Schreibfederarm an. Letzterer wird an einem Ende von einer dünnen, breiten Stahlblattfeder getragen und trägt an seinem äußeren Ende ein kurzes Stück einer Metallröhre von etwa 1,27 cm Länge, die die Schreibfeder bildet. Diese Schreibfeder nimmt an einem Ende Tinte auf von einer Tintenzufuhrröhre und schreibt mit dem anderen Ende auf den Papierstreifen. Der Spulenrahmen, der Schreibfederarm und das Verbindungsglied zwischen beiden sind aus dünnem Aluminiumblechstreifen hergestellt. Die Schreibfeder ist ein kleines Messingröhrchen.

Die Tintenzuführung besteht aus einem Messingstück, welches einen tiefen rechtwinkligen Schlitz längs des Endes nahe der Schreibfeder besitzt und ist in Fig. 4 als Tintenzufuhrdüse bezeichnet. Der Schlitz ist vermittels eines Loches mit der Seite der Düse verbunden, wo eine Gummiröhre angebracht ist. Diese Röhre stellt die Verbindung her mit einem Tintengefäß, welches auf der einen Seite des

Schreibapparates befestigt ist. Das Tintengefäß kann mit Hilfe eines Zahntriebes in der Höhe eingestellt werden. Das Niveau der Tinte in der Düse liegt ebensohoch wie dasjenige im Tintenbehälter; da aber der Schlitz nur etwa 1,58 mm weit ist, so verhindert die Oberflächenspannung das Ausfließen der Tinte. Diese bildet vielmehr ein langes rechtwinkliges Tröpfchen auf der Oberfläche der Zufuhrdüse; in diese taucht dann die Schreibfeder ein. Wenn der Magnet erregt wird und die Signalströme die kleine bewegliche Spule durchfließen, so wird die

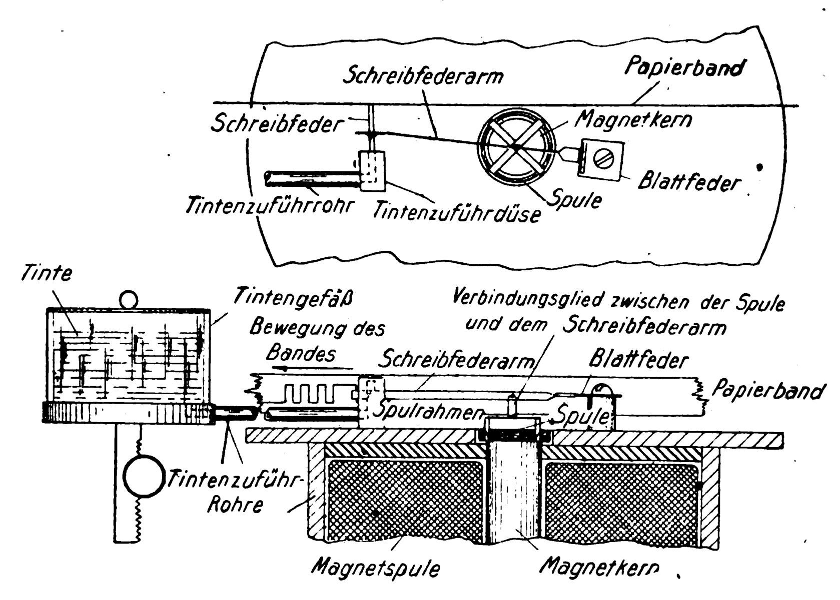


Fig. 4. Wesentliche Teile des Tintenschreibers.

Spule aufwärts geschoben. Das Verbindungsglied stößt daher den Schreibfederarm aufwärts, die Schreibfeder bewegt sich nach oben in dem Tintenköpfchen auf der Oberfläche der Tintenzufuhrdüse, nimmt vermöge der Kapillarwirkung von dort Tinte auf und schreibt eine vertikale Linie auf dem sich langsam bewegenden Papierband. Wenn das Signal zu Ende ist, zieht die Blattfeder die Spule zurück in ihre Anfangsstellung. Die bewegliche Spule hat etwa 600 Windungen, einen Gleichstromwiderstand von 1000 Ohm und die Schreibfeder macht einen vollen Ausschlag (0,32 cm) bei etwa 4 Milliampere in der Spule bis zu einer Geschwindigkeit von 100 Worten in der Minute. Für

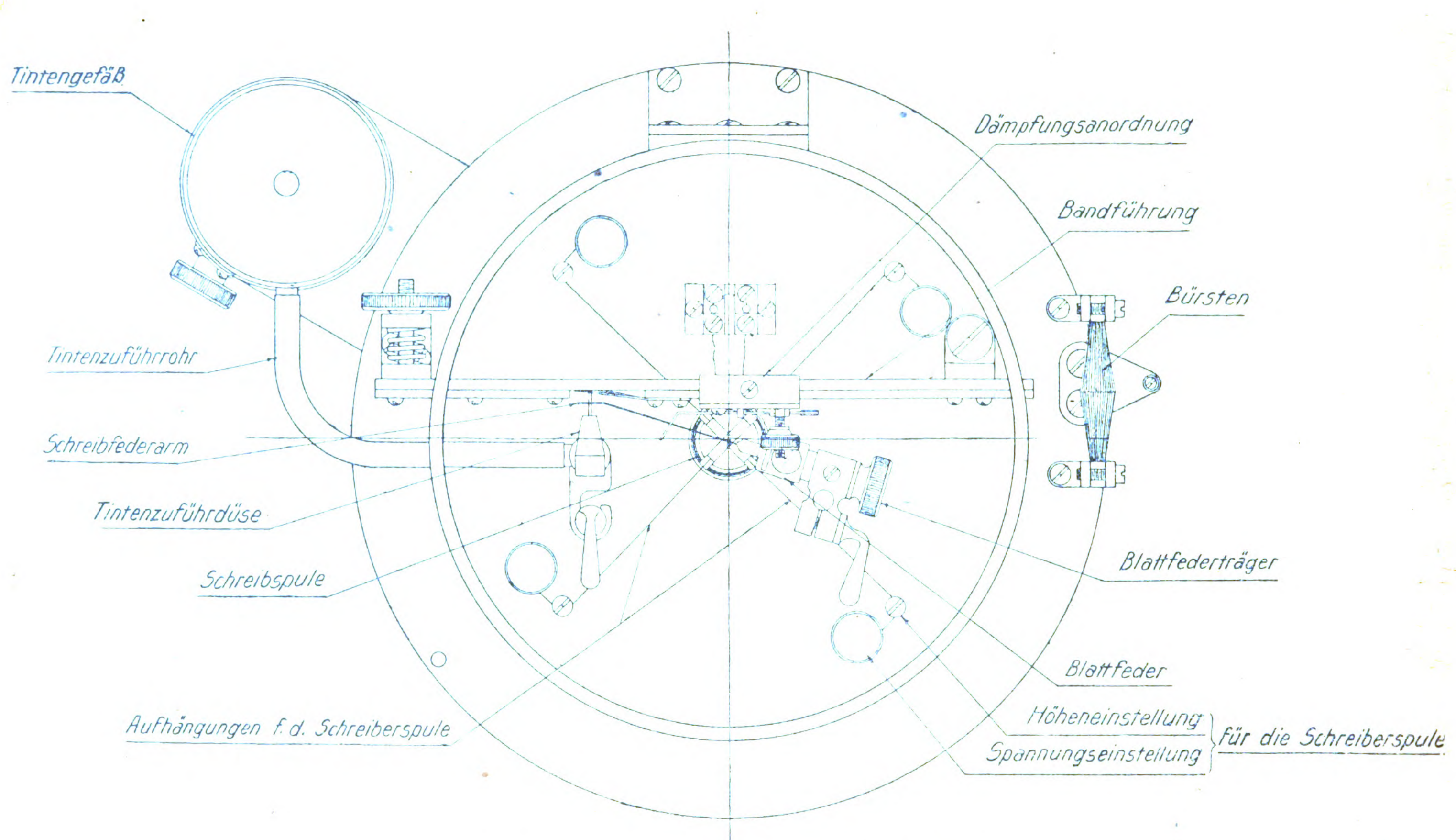


Fig. 5 Tintenschreiber, Handelsmodell; Draufsicht.

größere Geschwindigkeiten wird die Blattfeder ausgewechselt und mit 8 Milliampere 200 Worte in der Minute aufgezeichnet.

Diese Anordnung zeichnet sich durch große Einfachheit und robusten Bau aus. Statt des großen Luftraumes im magnetischen Kreis der Drehspulapparate wird ein enger Luftspalt verwendet und ein sehr kräftiges Magnetfeld kann mit verhältnismäßig kleinen magnetisierenden Kräften erzielt werden. Das Gewicht der beweglichen Teile und ihre Größe ist auf ein Minimum gebracht und auf diese Weise ist die Empfindlichkeit und die Arbeitsgeschwindigkeit gesteigert. Statt eines langen zerbrechlichen Heberröhrchens wird ein kurzes Metallröhrchen benutzt, das mit dem Schreibfederarm als eine Einheit ausgebildet ist. Bei Störungen kann ein Reservearm in wenigen Augenblicken eingesetzt werden. Alle Teile werden leicht auseinandergenommen und sind auch leicht zugänglich, um ohne Auseinanderbau eingestellt oder repariert werden zu können.

Das in den Handel gebrachte Modell des Tintenschreibers ist in Fig. 5 in Ansicht von oben und in Fig. 6 im Querschnitt dargestellt. Aus diesen Figuren ist ersichtlich, daß außer den aus Fig. 4 ersichtlichen wesentlichen Teilen noch die folgenden vorgesehen sind:

a) Vier Drähte mit Einstellschrauben für die Höhe und die Spannung, die dazu dienen, die Schreiberspule zu zentrieren.

b) Eine einstellbare Bandführung; diese besteht aus einem Messingrahmen, in dem das Band straff und glatt gehalten wird, um für die Feder eine gute Schreibfläche herzustellen.

c) Klammern und Einstellvorrichtungen für die verschiedenen Teile.

d) Bürsten zum Reinigen des Papierbandes von Staub, ehe das Papierband in die Bandführung eintritt (um Verstopfungen der Schreibfeder zu vermeiden).

e) Ein Glasdeckel über dem Registrierapparat.

f) Eine Dämpfungsvorrichtung.

Dieser letztgenannte Teil erfordert noch eine Erklärung und ist in größerem Maßstabe in Fig. 7 dargestellt. Sein Zweck besteht darin, die Zeichenlinie an den oberen und unteren Enden der Punkte und Striche rechteckig zu machen und zwar geschieht dies durch Aufhalten und Dämpfen der Schwingbewegungen, die andernfalls am Ende des Ausschlages des Schreibfederarmes auftreten würde und von den mechanischen Schwingungen des Registriersystems (Spule, Blattfeder und Schreibfederarm) herrühren. Dieses System hat eine Eigenfrequenz von etwa 35 Schwingungen und ein logarithmisches Dekrement von etwa 0,7 (bei Ausrüstung mit einer Blattfeder für weniger als 80 Worte

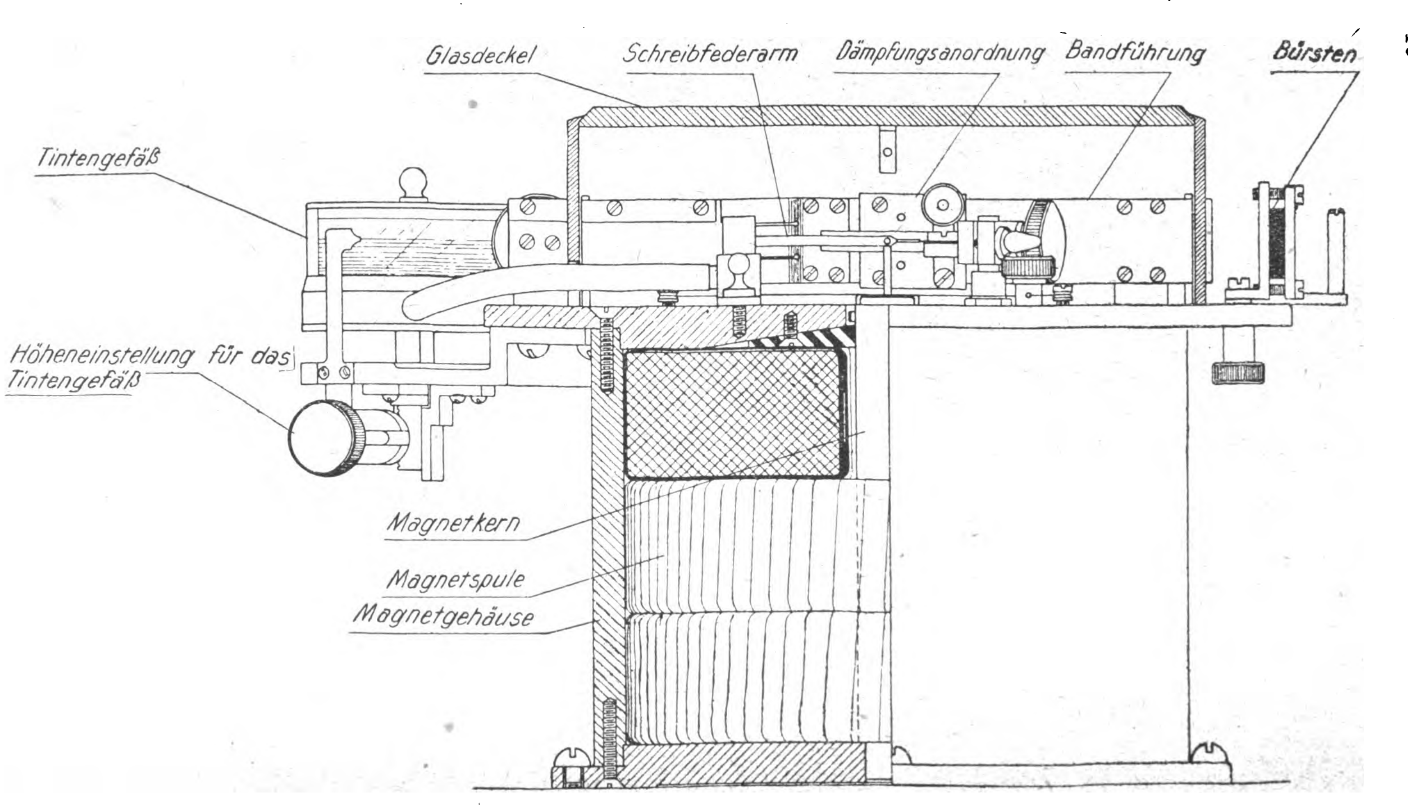


Fig. 6. Tintenschreiber, Handelsmodell, Querschnitt.

in der Minute; für größere Geschwindigkeiten, wo eine kräftige Blattfeder verwendet wird, ist die Eigenfrequenz beträchtlich größer). Arbeitet der Apparat ohne jede Dämpfung außer derjenigen, die durch die

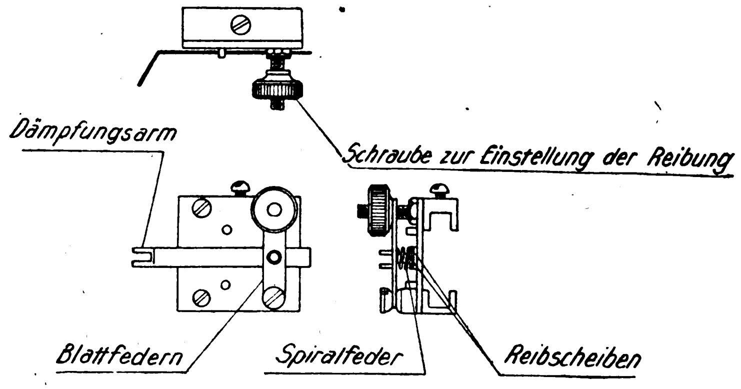


Fig. 7. Tintenschreiber, Dämpfungseinrichtung.

Reibung der Schreibfeder auf dem Papierband bedingt ist, so erscheint das Zeichen wie in Fig. 8 bei *A* angedeutet: am Ende jeder Bewegung schießt der Schreibfederarm über die Endlage hinaus und kehrt dann zu der Stellung des größten Ausschlages oder auch der Nullstellung

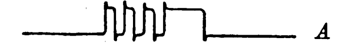




Fig. 8. Wirkung der Dämpfungseinrichtung.

zurück. Um diese Neigung des Überdaszielschießens zu vermeiden, ohne jedoch während des ganzen Ausschlags eine Dämpfungswirkung auszuüben, wodurch naturgemäß eine Verringerung des ganzen Ausschlages bedingt wäre, wurde die Dämpfungseinrichtung nach Fig. 7 erdacht.

Sie besteht in einem Aluminiumarm, der an einem Punkte nahe dem einen Ende drehbar gelagert und am anderen Ende in zwei Zinken geschlitzt ist. Ein Messinggegengewicht auf dem kurzen Ende dient dazu, den Arm auf dem Drehlager auszubalanzieren. Der Schreibfederarm ruht zwischen den beiden Zinken (siehe Fig. 5) und zwar ist

der Zwischenraum zwischen ihnen groß genug, so daß der Schreibfederarm einen freien Bewegungsspielraum von 1,6 mm hat, ohne eine der beiden Zinken zu berühren. Wenn der Schreibfederarm sich aber weiter bewegen will als dieser Spielraum zuläßt, so stößt er an die eine oder die andere Zinke und nimmt den Dämpfungsarm mit. Die Bewegungsfreiheit des Dämpfungsarmes wird mittels der Reibung eingestellt, die durch Reibscheiben ausgeübt wird, die gegen den Arm an seiner Drehstelle drücken, wobei der Druck der Reibscheiben mittels einer Spiralfeder reguliert wird, die durch eine Riffelmutter zusammengedrückt wird. Auf diese Weise kann die Bewegung des Schreibfederarmes allmählich gehemmt werden, wenn er sich dem Ende des Ausschlages nähert und so kann das Signal der rechteckigen Gestalt (Fig. 8B) genähert werden. Die endgültige Gestalt der Handelstype dieses Tintenschreibers und einige seiner Hilfsteile sind in den Photographien Fig. 9, 10, 11, 12, 13 dargestellt. Fig. 9 zeigt eine Ansicht von oben des Schreibers, der mit der Bandhaspel auf einer gemeinsamen Grundplatte vereinigt ist. Fig. 10 ist eine Vorderansicht desselben Apparates, Fig. 11 ist eine Maschine, die das Papierband durch den Schreiber hindurchzieht, Fig. 12 eine Oberansicht dieses Bandziehers, aus der der Rheostat zum Einstellen der Geschwindigkeit des Motors und das Gehäuse für das Getriebe zum Verringern der Motorgeschwindigkeit auf die der Bandzugswelle entsprechenden Geschwindigkeit zu ersehen ist.

Fig. 13 endlich zeigt die Zusammenstellung des Schreibers und des Bandziehers mit einem Bandtisch zwischen ihnen. Das Band geht über letzteren hinweg und die Schreibmaschine des Empfangsbeamten ist in einer Nische unter der Mitte des Bandtisches angeordnet, so daß der Empfangsbeamte die empfangene Nachricht sogleich von dem Bande ablesen und auf seiner Schreibmaschine niederschreiben kann. Fig. 14 zeigt eine Photographie eines Teils des Betriebsraumes der Broad Street-Station, auf welcher einige der Schreiber voll zu sehen sind. In dieser Art ist ein Schreiber in jedem Transatlantischen Empfangskreis geschaltet und außerdem sind Anordnungen getroffen um eine Aufzeichnung der von jedem Sender ausgesandten Signale zu erhalten. Dies wird erreicht mit Hilfe einer Antenne auf dem Dache des Gebäudes, die mit den Empfangsapparaten und Schreibern im Apparateraum verbunden ist. Diese Anordnung empfängt leicht alle örtlichen Sendestationen und auf diese Weise können die den Taster des Betriebsbeamten oder den Wheatstonesender verlassenden Nachrichten direkt verglichen werden mit den an der Sendeantenne ausgestrahlten Nach-

richten. Auf diese Weise können Leitungs- oder Relaisfehler, Störungen in der Sendestation u. dgl. sofort bemerkt werden und ebenso können Irrtümer des Betriebsbeamten verhindert werden.

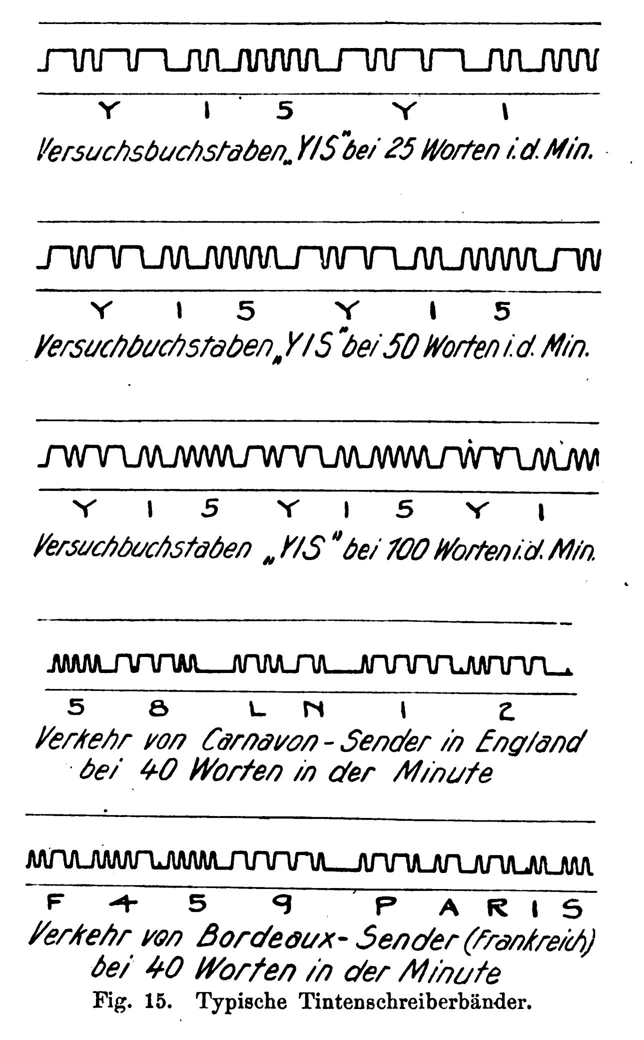


Fig. 15. Typische Tintenschreiberbänder.

In Fig. 15 u. 16 sind eine Anzahl typischer mit dem Tintenschreiber erhaltener Bandstreifen wiedergegeben. Diese zeigen deutlich die Geschwindigkeitsleistungen des Instruments und die erzielbare Deutlichkeit der Aufzeichnung. Die ersten drei Abbildungen sind aus einer

Reihe von Versuchsbuchstaben „Y 15", die bei verschiedenen Geschwindigkeiten aufgenommen wurden. (Diese Buchstaben wurden gewählt wegen der Art, in der sie die Wirkung des Instruments bei verschiedenen Kombinationen von Strichen und Punkten darstellen.) Alle

B E R L I N U R G E N T
Verkehr von Nauen-Sender (Deutschland)
bei 40 Worten in der Minute

7 6 9 B E R G E N
Verkehr von Stavanger-Sender (Norwegen)
bei 40 Worten in der Minute

5 2 E S S E N 2 8
Verkehr von Eilvese-Sender (Deutschland)
bei 40 Worten in der Minute

O F F A T H E R L A N D
Verkehr von Genfer-Sender (Schweiz)
aufgenommen in England bei 50 Worten
in der Minute
O F H U M A N I T Y

Fig. 16. Typische Tintenschreiberbänder.

übrigen Abbildungen außer einer einzigen sind von verschiedenen französischen Sendern in den Vereinigten Staaten aufgenommen worden, während die letzte eine Aufzeichnung von einem Röhrensender in Genf (Schweiz) ist, der auf der Strecke Genf—London im Radiodienst tätig ist und mit dem Tintenschreiber in einer englischen Station aufgenommen worden ist.

Referate.

J. Bethenod, Sur la théorie des systèmes récepteurs différentiels. Radioélectricité, III, S. 55, 1922.

Die Differentialempfänger werden behandelt von Marconi, Jégou und letzthin von Belescize. Das Schema eines Differentialempfängers zeigt Fig. 1. CP und $C'P'$ dürfen sich nicht induzieren. Die Wir-

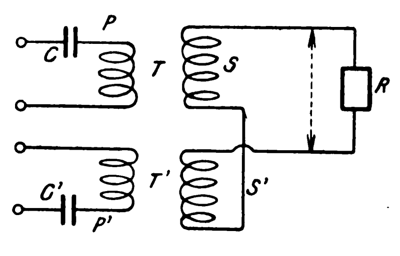


Fig. 1.

kung beider Kreise auf den Kreis $SS'R$ wird Null für gleiche Ströme gleicher Phase und Frequenz. Die Spannung u an den Enden des Empfängers ist

$$u = -M\left(\frac{di}{dt} - \frac{di'}{dt}\right) \tag{1}$$

außerdem gilt

$$\left\{\begin{aligned} e &= l \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{c}\int i\,dt + ri \\ e &= l'\frac{di'}{dt} + \frac{1}{c'}\int i'\,dt + r'i' \end{aligned}\right. \tag{2}$$

Die Aufgabe ist, und in Funktion von e durch l, l', c, c', r und r' auszudrücken. In symbolischer Ausdrucksweise wird für $x = l\omega - \frac{1}{c\omega}$ und $x' = l'\omega - \frac{1}{c'\omega}$

$$\bar{u} = \bar{e}M\omega j\left[\frac{1}{r' + x'j} - \frac{1}{r + xj}\right] \tag{3}$$

Nach Einführung von $r = r'$ und $\operatorname{tg}\Theta' = x'/r$ wird

$$\bar{u} = \frac{\bar{e}\, M \omega j}{r + xj} \left[\frac{x}{r} \cos^2 \Theta' j - \sin \Theta' \cos \Theta' j + \frac{x}{r} \sin \Theta' \cos \Theta' - \sin^2 \Theta' \right] \tag{4}$$

Das Maximum des eingeklammerten Terms wird geometrisch ermittelt. Es ergibt sich für

$$\operatorname{tg} \Theta' = -\frac{r}{x} \quad \text{oder} \quad x x' = -r^2 \tag{5}$$

Dann wird

$$\bar{u} = \frac{\bar{e}\, M \omega j}{r} \tag{6}$$

Für den anderen Grenzfall $r = r'$, $x = x'$ wird

$$u = \frac{c\, M \omega (r' - r)}{r r'} \tag{7}$$

bei Maximalwirkung.

Die Untersuchung des Einflusses atmosphärischer Störungen ist komplizierter.

In einem zweiten Abschnitt geht Verf. auf die Wirkung einer elektromotorischen Kraft irgend welcher Form ein, wo es möglich wird, daß die freie Schwingung eine Amplitude erreicht, die mit der erzwungenen Schwingung vergleichbar wird.

Um jedoch zu einem Resultat zu kommen, ist es notwendig, über die Art des Störers eine Annahme zu machen. Verf. setzt

$$\begin{aligned} i &= \frac{c\, E\, \Omega^2}{\omega} e^{-\alpha t} \sin \omega t \\ i' &= \frac{c'\, E\, \Omega^2}{\omega'} e^{-\alpha' t} \sin \omega' t \end{aligned} \tag{8}$$

wobei

$$\begin{aligned} \omega &= \sqrt{\Omega^2 - \alpha^2} \quad \Omega = \frac{1}{\sqrt{l c}} \quad \alpha = \frac{r}{2 l} \\ \omega' &= \sqrt{\Omega'^2 - \alpha'^2} \quad \Omega' = \frac{1}{\sqrt{l' c'}} \quad \alpha' = \frac{r'}{2 l'} \end{aligned} \tag{9}$$

Unter Zugrundelegung von Gleichung (11) ergibt sich, daß ω und ω' sich nur wenig von Ω unterscheiden und die Amplitude von u proportional

$$e^{-\frac{\alpha T}{2}} - e^{-\frac{\alpha' T}{2}}$$

ist. Die Wirksamkeit des Differentialsystems kann gemessen werden durch den Quotienten

$$\frac{r' - r}{r'\left(e^{-\frac{\alpha T}{2}} - e^{-\frac{\alpha' T}{2}}\right)} \tag{10}$$

oder durch

$$\eta = \frac{\varrho}{(r + \varrho)(1 - e^{-3\sigma})} \tag{11}$$

wo $\varrho = r' - r$ und $\sigma = T/4l$.

Für den Fall $r = r'$ $l = l'$ ergeben sich ähnliche Resultate. u setzt sich aus zwei gedämpften harmonischen Funktionen zusammen.

Für schwach gedämpfte Störungen scheint die Differentialschaltung keine direkten Vorteile zu bieten. R. Jaeger.

E. O. Hulbert, The detecting efficiency of the resistance-capacity coupled elektron tube amplifier. (Phys. Rev. **18**, S. 165—177, 1921.)

Im Anschluß an frühere Arbeiten des Verf. über Elektronenröhren, vgl. E. O. Hulbert und G. Breit, Jahrb. **17**, S. 119—132, 1921, wird der Detektoreffekt eines Hochfrequenzverstärkers untersucht, dessen 2 Röhren durch Widerstände und Kapazität in der in Fig. 1 angegebenen Schaltung gekoppelt sind. Mit A wird die Ampli-

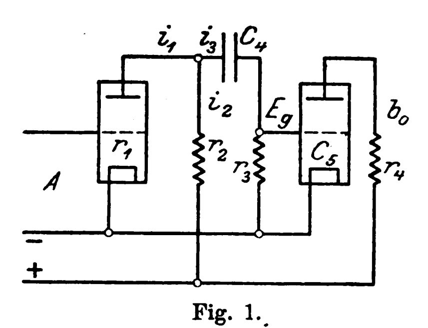


Fig. 1.

tude der Hochfrequenzspannung bezeichnet, die dem Gitter der ersten Röhre zugeführt wird, und mit b_0 die gleichgerichtete Komponente der Radiofrequenz im Anodenkreis der zweiten Röhre. Aus der Gitterspannung A entsteht ein Hochfrequenzstrom i_1 im ersten Anodenkreis, der sich in i_2 und i_3 teilt. Es liefert i_3 die Gitterspannung E_g für die zweite Röhre. In beiden Röhren findet Verstärkung statt. Die

Gleichrichtung erfolgt nur in der zweiten, denn der Gleichrichtereffekt der ersten Röhre ist so gering, daß er vernachlässigt werden kann.

Theorie. Aus den Konstanten der Kreise und der Röhren ist die zwischen b_0 und A bestehende Beziehung abzuleiten. Es ist r_1 der innere Widerstand zwischen Kathode und Anode der ersten Röhre, C_5 ist die zwischen Heizdraht und Gitter der zweiten Röhre bestehende Kapazität, $\omega/2\pi$ ist die Frequenz der aufgeprägten Spannung, die übrigen Bezeichnungen ergeben sich aus Fig. 1. Setzen wir $\frac{1}{r_1} = g_1$; $\frac{1}{r_2} = g_2$; $\frac{1}{r_3} = g_3$; $\omega C_4 = x_4$; $\omega C_5 = x_5$ und ist die Kapazität des Gitter-Anodenkreises der ersten Röhre zu vernachlässigen, dann besteht zwischen A und i_1 die Beziehung:

$$i_1 = \frac{k A}{\frac{1}{g_1} + Z_p} \tag{1}$$

wo k die Verstärkungskonstante der Röhre und Z_p die äußere Impedanz des Anodenkreises ist. k und $1/g_1$ sind reelle Größen. Aus der Fig. 1 ergibt sich für Z_p:

$$Z_p = \frac{1}{g_2 + \frac{1}{\frac{1}{j x_4} + \frac{1}{g_3 + j x_5}}} \tag{2}$$

wo $j = \sqrt{-1}$ ist. Durch Einsetzen von Gleichung (2) in (1) ergibt sich der Wert von i_1. Unter Benutzung der Kirchhoffschen Gesetze berechnet sich die Gitterspannung E_g der zweiten Röhre zu:

$$E_g = \frac{i_1}{\left\{\left(g_2 + g_3 + \frac{x_5}{x_4} g_2\right)^2 \left(x_5 - \frac{g_2 \cdot g_3}{x_4}\right)^2\right\}^{1/2}} \tag{3}$$

Für die zweite Röhre gilt annähernd für das Verhältnis zwischen Gitter- und Anodenspannung die Gleichung:

$$\frac{b_0}{E_g^2} = n \tag{4}$$

wobei n von der Frequenz unabhängig ist.

Aus obigen Beziehungen ergibt sich jetzt für $\frac{b_0}{A_2}$ der Wert:

$$\frac{b_0}{A^2} = n\,k^2\,g_1{}^2 \frac{\dfrac{(g_2 \cdot g_3 - x_4 \cdot x_5)^2 + [x_4 (g_2 + g_3) + x_5 \cdot g_2]^2}{(g_2 \cdot g_3 - x_4 \cdot x_5 + g_1 \cdot g_3)^2 + [x_4 (g_1 + g_2 + g_3) + x_5 (g_1 + g_2)]^2}}{\left(g_2 + g_3 + \dfrac{x_5}{x_4} \cdot g_2\right)^2 + \left(x_5 - \dfrac{g_2\, g_3}{x_4}\right)^2} \quad (5)$$

Apparate. Die Versuchsanordnung bestand aus einem Kapazitätsspannungsteiler, dem durch Koppelung eine wohldefinierte und meßbare Hochfrequenzspannung zugeführt wurde. Im Anodenkreis der letzten Röhre lag ein D'Arsonval-Galvanometer. Der Verstärker hatte Röhren der Western Electric Co. Type VTI, Heizstrom 1,1 Amp., Anodenspannung 23,7 Volt. Es wurden getrennte Heizbatterien benutzt. Die Anodenbatterie war gemeinsam, durch 2 μF überbrückt.

Die Widerstände r_2 und r_3 waren mit Ausziehtusche auf Isoliermaterial hergestellt und in Glasröhren eingekittet. Sie vertrugen etwa 10^{-4} Amp. und waren innerhalb 2 Monaten bis auf 10 % konstant. Ihre Werte waren: $r_2 = 27{,}6 \cdot 10^3$ Ohm, $r_3 = 393 \cdot 10^3$ Ohm. Das Galvanometer mit einem Widerstande von 16 Ohm und einer Empfindlichkeit von $1{,}7 \cdot 10^{-9}$ Amp./mm bei 120 cm Skalenabstand lag parallel zum Widerstande $r_4 = 60 \cdot 10^3$ Ohm. Eine Kompensationsschaltung diente zur Einstellung des Galvanometers auf Null.

Zwei Röhrenverstärker.

1. Die Änderung des Detektoreffekts mit der Kopplungskapazität. Es wurden zunächst die Widerstände r_2 und r_3 bei konstant gehaltener Eingangsspannung A so lange geändert, bis die Ausgangsspannung b_0 bei der Frequenz $n = 3 \cdot 10^5$ ($\lambda = 1000$ m) ein Maximum gab. Es ergaben sich die angegebenen Werte für r_2 und r_3 als brauchbar. Dann wurde b_0 in Abhängigkeit von A und vom Kopplungskondensator C_4 gemessen. Die Ausgangsspannung b_0 ist annähernd proportional A^2. Zur Prüfung der Gleichung (5) wurden dann bei $A^2 = 0{,}010$ Volt^2 = konst. die Werte von b_0/A^2 in Abhängigkeit von C_4 aufgetragen, und zwar wurde C_4 von 680 $\mu\mu$F bis auf 10 $\mu\mu$F herab variiert. Die übrigen Werte waren: $r_1 = 65 \cdot 10^3$ Ohm, $C_5 = 38$ $\mu\mu$F. Die praktisch gefundene Kurve stimmt mit der aus der Formel berechneten oberhalb $C_4 = 200$ $\mu\mu$F überein. Unterhalb dieses Wertes für die Kopplungskapazität gibt die experimentelle Kurve geringere Werte für den Detektoreffekt als die theoretische.

2. Änderung des Detektoreffekts mit der Frequenz. Für den festgehaltenen Wert $C_4 = 680$ $\mu\mu$F wurde die Eingangsspannung zwischen 0,005 und 0,012 Volt^2 und die Wellenlänge von 400 bis 1600 m geändert. Die Übereinstimmung zwischen der berechneten

und der experimentell gefundenen Kurve ist gut (Kurve 1 der Fig. 2) und zeigt, daß die Gleichung (5) das Verhalten des Verstärkers mit guter Genauigkeit wiedergibt.

3. Verstärkung. Um die Verstärkung der Anordnung zu bestimmen, wurde der Detektoreffekt der zweiten Röhre gesondert unter-

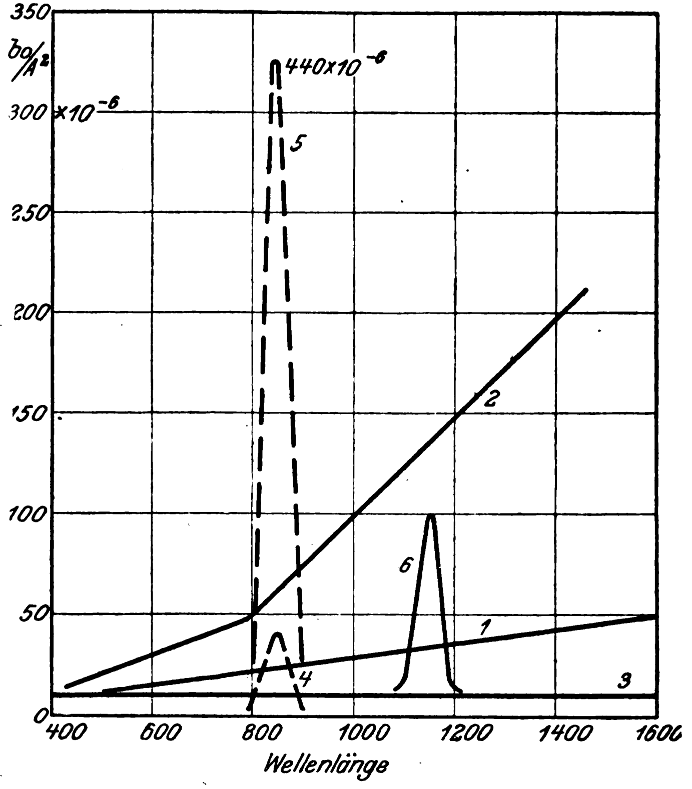


Fig. 2.

sucht, indem die erste Röhre abgeschlossen und die Eingangsspannung direkt an das Gitter der zweiten Röhre gelegt wurde. Der Effekt ist zwischen $\lambda = 400$ m und $\lambda = 1600$ nahezu konstant (Kurve 3 der Fig. 2), wie es die Gleichung (4) fordert. Durch Division der Werte b/A^2 als Funktion der Wellenlänge durch den Detektoreffekt der zweiten Röhre ergibt sich die Verstärkung allein, und zwar die Stromverstärkung. Diese wächst von 1 bei $\lambda = 400$ m auf etwa 5,5 bei

$\lambda = 1600$ m. Die Leistungsverstärkung oder bei Benutzung von Telephonen, die Schallintensitätsverstärkung ist dem Quadrat der Stromverstärkung proportional.

Vergleich mit anderen Verstärkern. Es wurde noch eine dritte Röhre in gleicher Weise wie die zweite mit Widerstands-Kapazitätskopplung angeschlossen. Der Detektoreffekt dieses Dreifachverstärkers gibt die Kurve 2 der Fig. 2. Man sieht, daß für Wellenlängen unter $\lambda = 500$ m die 2. und 3. Röhre mit Widerstands-Kapazitätskopplung keine Zunahme der Verstärkung bringt. Der Vergleich mit einem Verstärker, der Transformatoren zur Kopplung enthielt, kann an Hand von Resultaten einer früheren Arbeit vorgenommen werden (Phys. Rev. **16**, S. 274, 1920). Die Kurven 4 und 5 entsprechen einem derartigen Zweifach-, bzw. Dreifach-Verstärker. Die Transformatoren waren auf $\lambda = 850$ m abgestimmt. Sie bestanden aus Nr. 36 seideumsponnenen Kupferdraht auf einer Holzspule von 3 cm Durchmesser, primär 200, sekundär 250 Windungen. Da die Verstärkerröhren andere als die hier benutzten waren, ist nur ein allgemeiner Vergleich beider Verstärker möglich. Ein direkter Vergleich beider Kopplungsmethoden erfolgte in der Weise, daß bei gleichen Röhren mittels doppelpoliger Umschalter einmal die Widerstands-Kapazitätskopplung nach Fig. 1 eingeschaltet wurde und dann ein Transformator. Dieser war auch auf paraffiniertem Holzkern von 3 cm Durchmesser aus Nr. 36 seideumsponnenem Kupferdraht mit primär 225, und sekundär 275 Windungen gewickelt. Beide Seiten des Transformators waren durch parallelgeschaltete Kapazitäten auf die Wellenlänge $\lambda = 1150$ m abgestimmt, dazu waren primär 87 $\mu\mu$F, sekundär 32 $\mu\mu$F erforderlich. Die Abhängigkeit des Detektoreffekts dieser Transformatoranordnung von der Wellenlänge ist groß, wie Kurve 6 der Fig. 2 zeigt. Die Kurven 1 und 6 sind also für die beiden Kopplungsarten untereinander zu vergleichen. Es sei noch bemerkt, daß beim Umschalten besondere Vorsichtsmaßregeln getroffen werden mußten, daß man in beiden Fällen mit gleichem Gitterpotential, auf gleichem Punkt der Röhrencharakteristik arbeitet; anderenfalls traten Abweichungen von den wahren Werten bis zu 10 % auf.

Ernst Lübcke.

R. Zickendraht, Die drahtlose Telegraphie im Dienste der Bergsteiger. Alpina, Mitteilungen des Schweizer Alpenklubs **29**, S. 68, 1921.

Im Anschluß an unsere Mitteilung, betreffend Radiostation auf

Mont Blanc, Jahrb. **19**, S. 252, 1922, machte Herr Prof. Zickendraht auf die obige Arbeit aufmerksam. In dieser bringt Zickendraht zwei Empfängertypen in Vorschlag. Die erste Type soll mit hoher Empfindlichkeit, Röhrerverstärkern, usw. hergestellt werden und dem Empfang von Sendern aller Typen gewachsen sein. Er kommt an solchen Stellen zur Verwendung, welche über elektrischen Anschluß und sonstige Hilfsmittel verfügen. Bei der zweiten Type soll größte Einfachheit gewährt sein, da diese Empfänger in den Klubhütten aufgestellt werden sollen, ev. auch den Touristen mitzugeben sind. Es kommt also nur der Detektorempfang in Betracht und etwa eine ähnliche primitive Ausführung, wie sie bei manchen Amateurapparaten Amerikas und Hollands in Anwendung ist. Diese Empfänger können selbstverständlich nur tönende Signale aufnehmen. Es tritt eine Schwierigkeit dadurch ein, daß die für die Schweiz vorgesehene Großstation ungedämpft sendet. Diese müßte also mindestens die Wettertelegramme für den Touristenverkehr mit Tonfrequenz oder telephonisch herausgeben.

Außerdem kommt eine Organisation des Rettungsdienstes in Frage. Auch hier wird zu unterscheiden sein zwischen den Einrichtungen, die an einem festen Punkt aufgestellt werden und solchen, die den Touristen mitgegeben werden. In letzterem Falle treten ähnliche Schwierigkeiten der Speisestromquelle auf, wie sie im Kriege bei den Grabenstationen bestanden. Es muß von vornherein Vorsorge getroffen werden, daß diese Typen nicht in ähnlicher Weise diskreditiert werden, wie dies bei einer besonderen, in Deutschland viel gebrauchten Speisestromquelle der Fall war.

Für die Schweiz kommt es also nach dem bisherigen Programm im wesentlichen auf folgende Stationstypen an:

Talstation mit kräftigem Sender und höchstempfindlichen Empfangsverstärkern „spricht laut und hört sehr gut“.

Klubhüttenstation mit schwachem Sender (Magneto-Betrieb) und wenig empfindlichem Empfänger (ohne Verstärker) „spricht leise und hört nicht besonders laut“.

Verkehr aber wegen der guten Ausrüstung der Tal-Zentrale dennoch möglich. Klubhüttenstation frei von allen pflegebedürftigen Stromquellen!

Da die gesamte Entwicklung und Ausbildung dieser Stationen sich noch in Fluß befindet, wird von Prof. Zickendraht bei der Versuchsradiostation der Universität Basel Material gesammelt, und es wird gebeten, solches der Versuchsradiostation zu übermitteln.

Eugen Nesper.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Schwingungserzeugung und Telephoniesender mit Glühkathodenröhren.

Britische Patentschrift 170 378, John Scott-Taggart und Radio Communication Company Limited, London, veröffentlicht 17. 11. 21.

Zum Modulieren von Hochfrequenzschwingungen im Sprachrhythmus wird ein Energie absorbierendes Element in Gestalt einer Glüh-

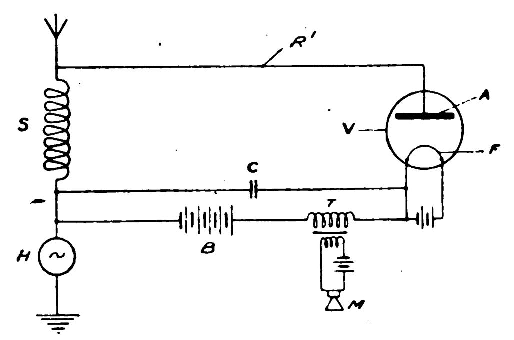


Fig. 1.

kathodenröhre ohne Steuergitter verwendet, welches einseitige Leitfähigkeit besitzt, also als Gleichrichtventil benutzt wird, und dessen Leitfähigkeit oder Energieabsorptionsfähigkeit dadurch im Rhythmus der zu übertragenden Sprachschwingungen beeinflußt wird, daß die

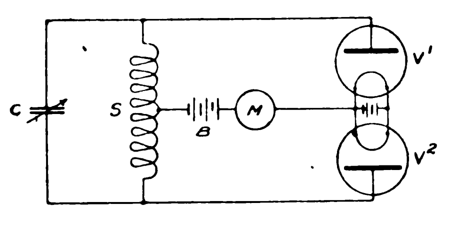


Fig. 2.

Mikrophonströme dem Anodenkreis dieser Röhre überlagert werden und infolgedessen das Anoden- bzw. Kathodenpotential verschieben. Fig. 1 zeigt eine beispielsweise Schaltung. *H* ist eine Hochfrequenzstromquelle und *V* die Energieabsorptionsröhre, deren Kathodenpotential durch die vom Mikrophon *M* über den Transformator *T* gelieferten

Sprachströme beeinflußt wird. Die Schaltung kann auch doppelt angeordnet werden, siehe Fig. 2, um beide Halbwellen des Hochfrequenz-

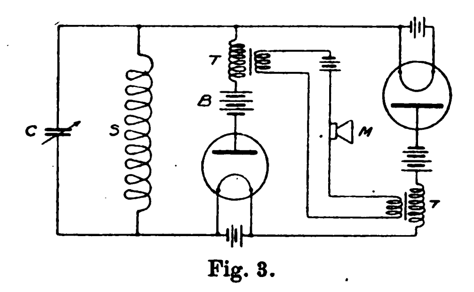


Fig. 3.

stromes beeinflussen zu können. Dem gleichen Zweck dient die abgeänderte Schaltung nach Fig. 3. Wenn es sich darum handelt, sehr

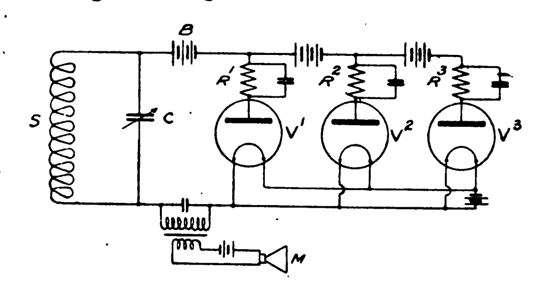


Fig. 4.

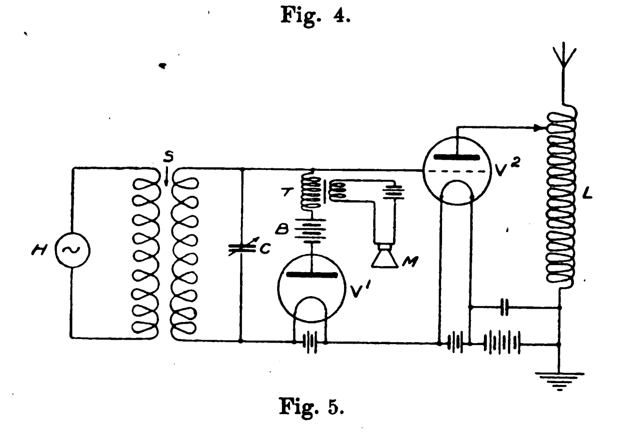


Fig. 5.

starke Hochfrequenzströme zu absorbieren und dadurch zu modulieren, können auch mehrere Absorptionsröhren nach Fig. 4 derart parallel geschaltet und angeordnet werden, daß ihre Leitfähigkeit sich bei ver-

schiedenen Kathodenpotentialen ändert, so daß die Röhren V^1 V^2 V^3 also nacheinander zur Wirkung kommen. Fig. 5 und 6 zeigt die An-

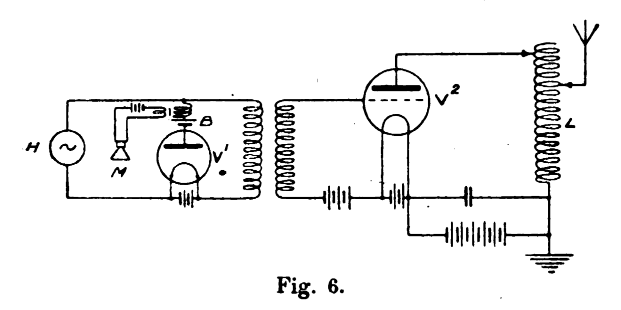


Fig. 6.

wendung auf fremdgesteuerte Hochfrequenzrelaisröhren; V_2 in diesen Figuren sind Relais- oder Verstärkerröhren, die von der Hochfrequenz-

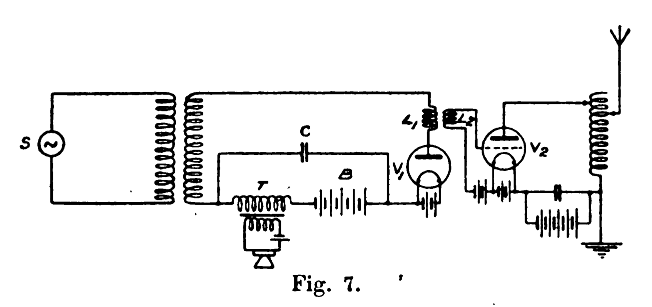


Fig. 7.

quelle *H* fremd gesteuert werden. Die Modulierung des Sprachrhythmus geschieht dadurch, daß die Energieabsorptionsröhre V^1 entweder im Sekundärteil (Fig. 5) oder im Primärteil (Fig. 6) parallel geschaltet ist.

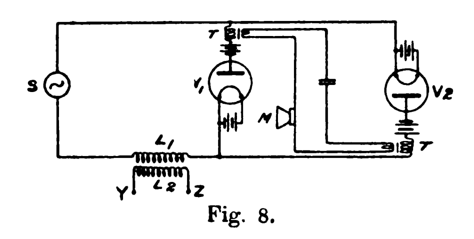


Fig. 8.

Britische Patentschrift 171453, John Scott-Taggart und Radio Communication Company Limited in London, ausgegeben 15. 12. 21.

Hier wird die wechselnde Leitfähigkeit von Glühkathodenröhren, deren Anoden-Kathodenpotential mikrophonisch gesteuert wird, aus-

genutzt. Fig. 7 zeigt eine solche Anordnung als Telephoniesender; durch die Mikrophonströme wird die Leitfähigkeit der Steuerröhre V_1 beeinflußt, also die Stärke der in L_1 fließenden Hochfrequenzströme

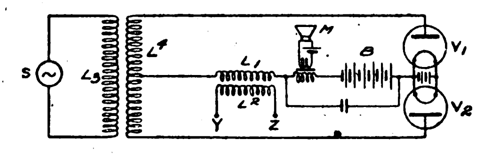


Fig. 9.

geändert und so das Gitterpotential der Verstärkerröhre V_2 gesteuert. Fig. 8 und 9 zeigen Schaltungen, bei denen beide Halbwellen der Hochfrequenz gesteuert werden.

Britische Patentschrift 172389, John Scott-Taggart und Radio Communication Company Limited in London, ausgegeben 5. 1. 22.

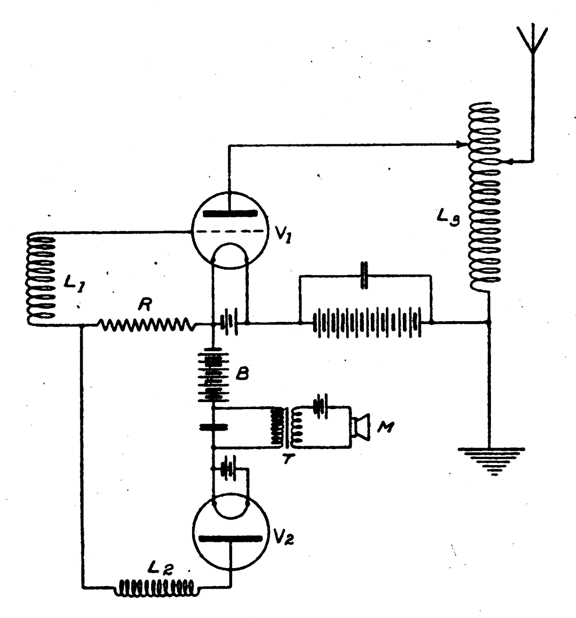


Fig. 10.

Die Mikrophonströme werden entweder bei Röhrengeneratorschaltungen mit Rückkopplung (Fig. 10, woselbst die Gitterkreisspule L_1 mit der Anodenkreisspule L_3 gekoppelt zu denken ist) oder bei fremdgesteuerten Verstärkerröhren (Fig. 11) an die Klemmen eines im Gitter-

kreis eingeschalteten hohen Widerstandes R (von beispielsweise 100000 Ohm) geführt.

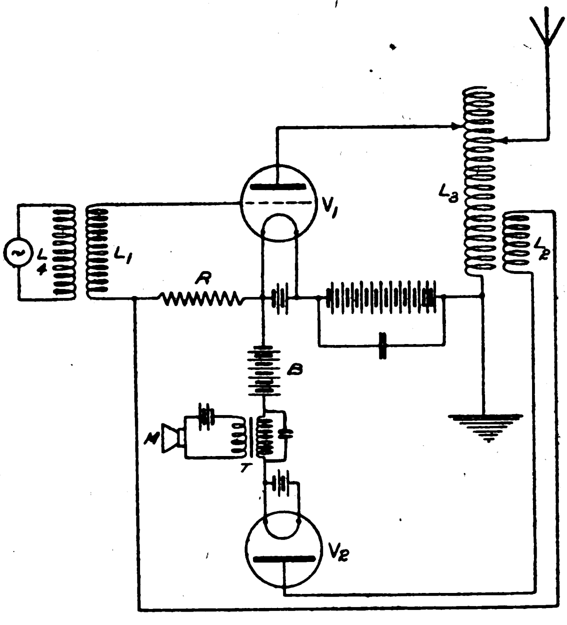


Fig. 11.

Britische Patentschrift 172758, John Scott-Taggart und Radio Communication Company Limited in London, veröffentlicht 12. 1. 22.

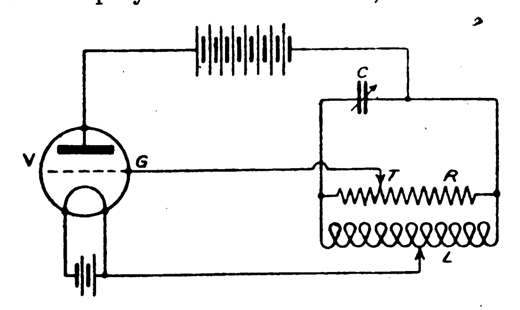


Fig. 12.

Der Anodenschwingungskreis LC eines Kathodenröhrenschwingungsgenerators mit Rückkoppelung, vgl. Fig. 12, ist mit einem hohen Widerstand R, von beispielsweise 50000 Ohm überbrückt und von

diesem Widerstand ist die Gitterleitung TG abgezweigt. Die Größe dieses Widerstandes R ist zwar nicht kritisch, indessen sollte er nicht zu niedrig gewählt werden, damit er nicht zuviel Energie führt und dann etwa als teilweiser Kurzschluß für den Schwingungskreis LC wirken würde. Wird nun der Kontakt T auf den Mittelpunkt des Widerstandes R gestellt, so wird das Gitterpotential konstant bleiben. Wird der Kontakt T aber von der Mitte aus nach links verschoben, so ergibt sich eine Rückkopplungswirkung; werden im Schwingungskreis LC Schwingungen erzeugt, so wird das Gitter negativ, wenn die Anode positiv wird und umgekehrt. Unter diesen Umständen wird

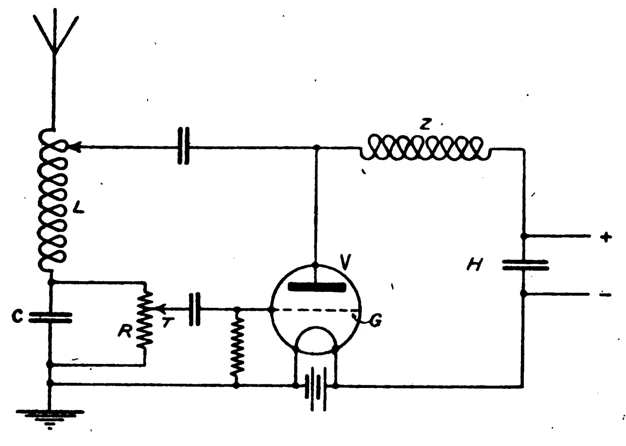


Fig. 13.

die Dämpfung des Kreises LC verringert, und wenn T noch weiter nach links verschoben wird, aber immer noch zwischen den Enden des Widerstandes R verbleibt, so wird die Röhre anfangen, selbst Schwingungen zu erzeugen. Es wird also hier eine Rückkopplung ohne jede magnetische oder kapazitive Kopplung, wie bei den bisher gebräuchlichen Schaltungen, sondern durch eine Widerstandskopplung erhalten. Durch einfaches Verschieben des Kontakts T kann man dann den Grad der Rückkopplung beliebig einstellen. Wird der Kontakt T von der Mitte des Widerstandes R aus nach rechts verschoben, so wird eine Rückkopplung im umgekehrten Sinne erhalten. Fig. 13 zeigt eine Abänderung dieses Erfindungsgedankens. H ist der Blockkondensator in den Speiseleitungen (+ —), L eine Drosselspule im Zuführungskreis, LC die Antennenabstimmittel, wobei parallel zu C ein hoher Widerstand R geschaltet ist, von dem über den einstell-

baren Kontakt *T* die Schwingungen für das Steuergitter *G* entnommen werden können. Fig. 14 endlich zeigt die Anwendung desselben Erfindungsgedankens auf Röhrenempfänger, eine Anordnung, deren Wirkungsweise hiernach ohne weitere Erläuterung verständlich sein dürfte.

Britische Patentschrift 132118, Marius Latour in Paris, veröffentlicht 2. 10. 19.

Im Anodenkreis der Röhre 1 (Fig. 15) liegt der Schwingungskreis 17, der über den Lufttransformator 16 mit dem Gitter rückgekoppelt

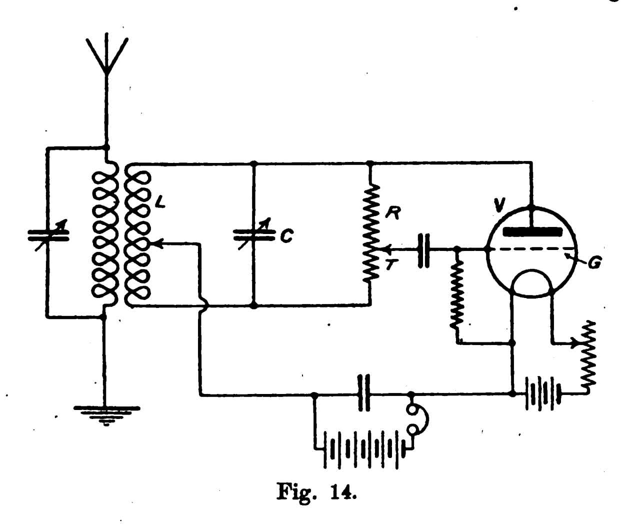


Fig. 14.

ist. Die Mikrophonströme werden über den Transformator mit Eisenkern 7 dem Gitter aufgedrückt. In dem Bericht über dieses Patent in The Illustrated Official Journal (Patents) vom 5. November 1919 findet sich auf Seite 3840 noch eine weitere Schaltung (in einer als „cancelled" bezeichneten, hier in Fig. 16 wiedergegebenen Figur), die nicht in der genannten britischen Originalpatentschrift vorkommt, jedoch vielleicht von Interesse sein dürfte. Die Mikrophonströme werden zunächst durch zwei in Kaskade geschaltete Vakuum-Verstärkerröhren 1, 2 verstärkt und dann über einen Zweispulentransformator 11, oder auch über einen Autotransformator auf den Anodenkreis eines Schwingungsgenerators übertragen, der aus zwei Röhren 3, 4 in Parallelschaltung besteht. Die Anoden- und der Gitterkreis des Röhrengenerators sind vermittels der Spulen 12, 13 gekoppelt, und eine dritte Spule 14 in der Antennenleitung ist ebenfalls mit diesen Spulen gekoppelt. Die Spulen 12, 13 und 14 können einen Eisenkern erhalten. Eine nicht

dargestellte kleine Kapazität ist parallel zur Sekundärspule des Transformators 11 geschaltet. Die Anodenkreise aller Röhren enthalten die gemeinsame Batterie 6. Die Glühkathoden können sämtlich von einer einzigen Batterie 5 aus gespeist werden, oder die Mikrophonbatterie 9

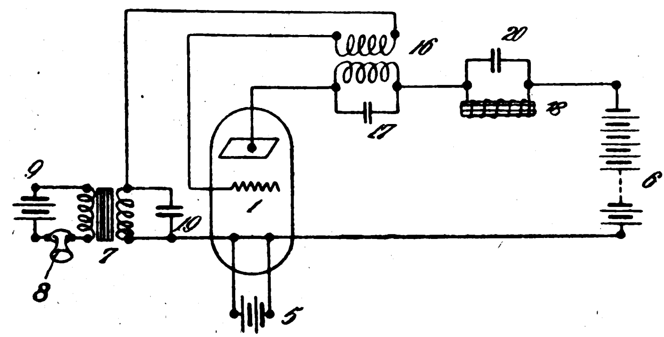


Fig. 15.

oder ein Teil der Anodenkreisbatterie 6 kann zur Heizung der Glühkathode verwendet werden.

Britische Patentschrift 168660, Norman Lea und Radio Communication Company Limited in London, veröffentlicht 6. 10. 21.

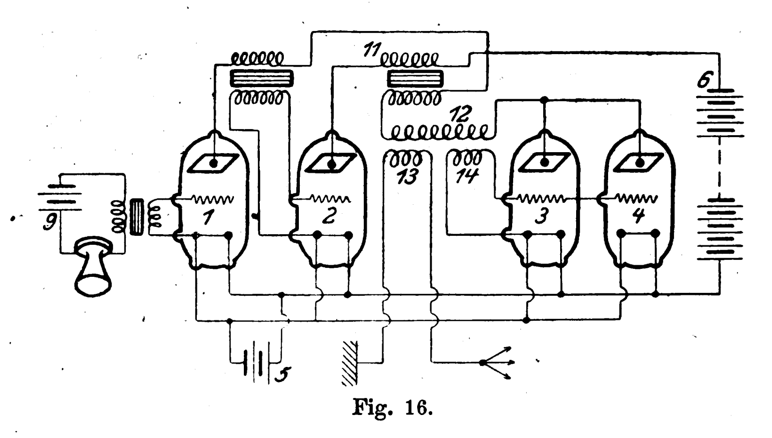


Fig. 16.

Um bei Röhrensendern mit fremdgesteuerten Relais- oder Verstärkerröhren zu erreichen, daß nur während des Sprechens modulierte Hochfrequenzschwingungen ausgesandt werden, während der Sprechruhe dagegen keinerlei Wellenausstrahlung erfolgt, wird in den Gitterkreis

der Verstärkerröhre V (Fig. 17), deren Gitter G über den Transformator T' von $\sim$ aus hochfrequent fremdgesteuert wird, mittels einer Batterie B ein so hohes negatives Gittervorspannpotential gelegt, daß im Ruhezustande die Röhre V nicht stromleitend ist. Durch die Mikrophonströme wird dann das Gitterpotential im Sprechrhythmus so verschoben, daß modulierte Hochfrequenzschwingungen ausgesandt werden.

Britische Patentschrift 171520, Radio Communication Company Limited und Norman Lea in London, veröffentlicht 15. 12. 21.

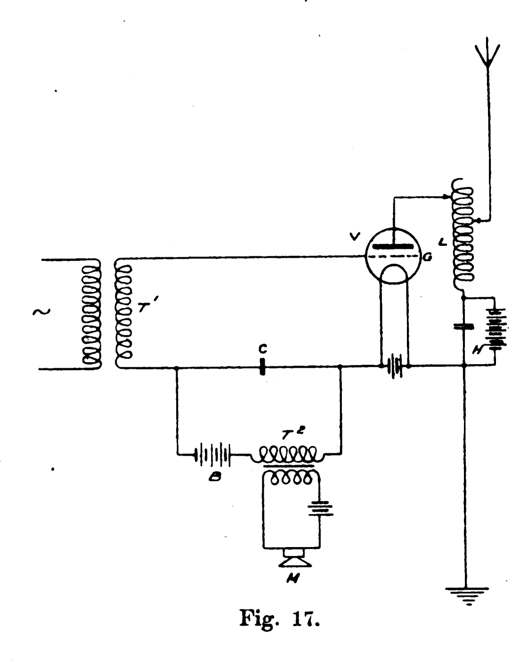


Fig. 17.

Diese Senderschaltung für drahtlose Telephonie ist in Fig. 18 dargestellt. V_1 ist eine Generatorröhre mit Rückkopplung, wobei L_1 und L_2 als gekoppelt zu denken sind. Eine Zweielektrodenröhre V_2 liegt im Nebenschluß zur Gitterkopplungsspule L_2 und in Hintereinanderschaltung mit einer Spule L_4, die mit einer zweiten Spule L_3 im Gitterkreis gekoppelt ist, die ihrerseits mit der Gitterkopplungsspule L_2 hintereinandergeschaltet ist. Durch die Batterie B_1 wird im Ruhezustande dem Gitter der Röhre V_1 und der Anode der Röhre V_2 ein negatives Potential aufgedrückt. Wenn die Röhre V_1 Schwingungen erzeugt, so werden die in L_2 verlaufenden Potentialschwingungen einem Maximalwert zustreben. Wenn jedoch das Potential an

L_2 das negative Potential an der Anode der Röhre V_2 überwiegt, so erzeugen die Impulse positiver Richtung einen Strom, der in L_4 fließt.

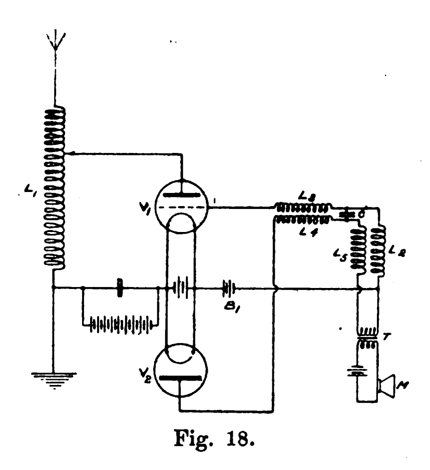


Fig. 18.

Dieser Strom induziert dann in L_3 Ströme und dadurch kommen auf das Gitter von V_1 elektromotorische Kräfte zur Wirkung, die denen

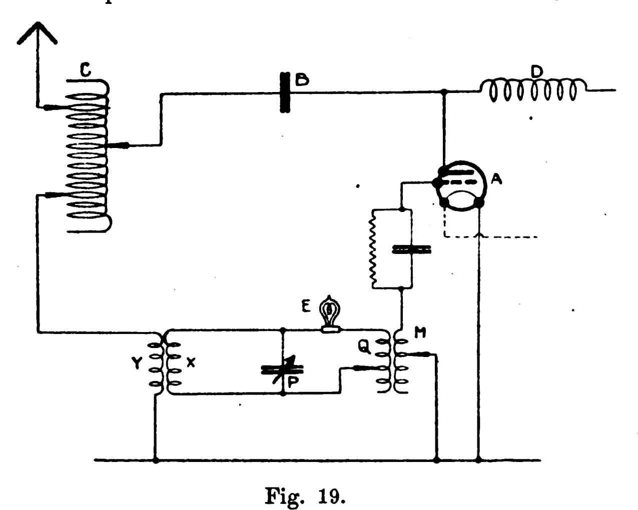


Fig. 19.

entgegengerichtet sind, die L_2 dem Gitter zuführt. Natürlich müssen dabei die Spulen L_4 und L_3 im richtigen Sinne gewickelt sein. Infolgedessen können die Schwingungen in L_2 einen gegebenen Wert nicht überschreiten, und dieser Grenzwert hängt vom Potential von B_2

ab. Durch die Mikrophonströme ($M\,T$) wird nun im Sprachrhythmus das Anodenpotential von V_2 geändert. Die Spule L_5 ist genau gleich der Spule L_2 und über sie gewickelt. Sie hat lediglich den Zweck zu verhindern, daß der Mikrophontransformator gegenüber der Glühkathode ein Hochfrequenzpotential erhält.

Britische Patentschrift 163117, Arthur Kenneth Macrorie, Harold Morris-Airey und George Shearing, Portsmouth, veröffentlicht 9. 6. 21.

In Fig. 19 ist diese Röhrengeneratorschaltung dargestellt. X ist eine Induktionsspule aus dünnem Draht, die fest mit der Antennenkopplungsspule Y gekoppelt ist. Quer zu dieser Spule liegt der Kondensator P und die einstellbare Induktanz Q. Diese ist sehr fest gekoppelt mit der großen Induktanz M, die im Gitterkreis der Röhre A liegt. Diese Röhre kann entweder mit Gleichstrom oder mit Wechselstrom über die Drosselspule gespeist werden. Der Zwischenkreis $X\,Q$ koppelt den Luftleiter mit dem Gitterkreis durch Spulen, die gegeneinander nicht einstellbar sind, und dieser Zwischenkreis ist nur zum Teil auf den Luftleiter abgestimmt, derart, daß die Rückwirkung des Zwischenkreises auf den Luftleiter für alle Wellenlängen

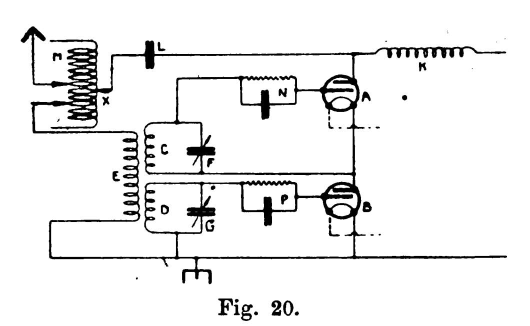


Fig. 20.

verringert wird. Diese Anordnung besitzt die Vorteile des abgestimmten Gitterkreises für lange Wellenlängen und des nicht abgestimmten Gitterkreises für kurze Wellenlängen. Es ist dabei nicht nötig, die Spulen $X\,Y$ und $Q\,M$ über den ganzen Wellenbereich gegeneinander zu verstellen. Die einzige erforderliche Einstellung ist die Einstellung der Selbstinduktion und Kapazität des Kreises der Spule Q und des Kondensators P in bezug auf die Werte $L\,C$ des Luftleiters. Eine Lampe E von niedrigem Widerstand oder ein anderes Indikationsinstrument kann zur genauen Feststellung der Resonanzeinstellung eingeschaltet werden. Außerdem kann der geeignet kalibrierte Zwischenkreis als Wellenmesser verwendet werden.

Britische Patentschrift 163118, Arthur Kenneth Macrorie und George Shearing in Portsmouth, veröffentlicht 9. 6. 21.

Diese Patentschrift betrifft verschiedene Schaltungen, bei denen mehrere Kathodengeneratorröhren in Serien- oder Serien-Parallelschal-

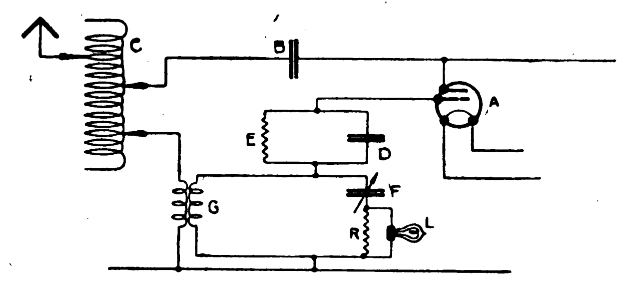


Fig. 21.

tung verwendet werden, deren Gitter mit Kopplungsspulen verbunden sind, die voneinander isoliert und mit dem Luftleiter gekoppelt sind, Fig. 20 zeigt eine solche Schaltung mit Gleichstromspeisung; *A B* sind zwei in Serienschaltung liegende Röhren, *N* und *P* sind die Gitter-

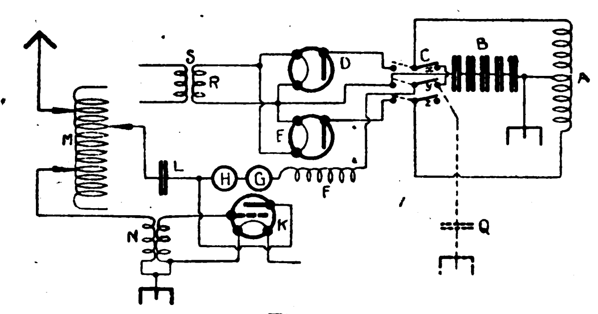


Fig. 22.

Streukapazitäten. Es können auch mehrere Reihen solcher in Serie geschalteten Röhren parallel geschaltet und deren Gitter gemeinsam gesteuert werden. *C D* sind die voneinander isolierten mit dem Luftleiter bei *E* gekoppelten Gitterkopplungsspulen. Für Wechselstromspeisung wird ein Transformator vorgeschaltet mit geteilter Sekundärspule unter Vorschaltung von zwei Ventilröhren.

Britische Patentschrift 163 458, Arthur Kenneth Macrorie und George Shearing in Portsmouth, veröffentlicht 16. 6. 21.

Gemäß Fig. 21 ist die Anode der Röhre *A* über einen Konden-

sator B mit der variablen Induktanz C verbunden. Der Kondensator D und der dazu parallel geschaltete Widerstand E sind mit dem Gitter der Röhre A auf der einen Seite und mit einem Schwingungskreis, der einen veränderlichen Kondensator F und eine Induktanz G enthält, auf der anderen Seite verbunden. Zwecks Erzielung der besten Wirkung von Senderröhren muß das Phasenverhältnis der Gitterpotentialschwingungen zu den Luftleiterschwingungen etwa 90° betragen. Die dargestellte Schaltung soll die Einstellung dieser günstigsten Verhältnisse gestatten; mit Hilfe der parallel zu dem Widerstand R geschalteten Signallampe L ist es möglich zu erkennen, ob die Verhältnisse richtig sind; ein Aufleuchten der Lampen zeigt ungünstiges Arbeiten an, ein Dunkelglühen dagegen das günstige Arbeiten.

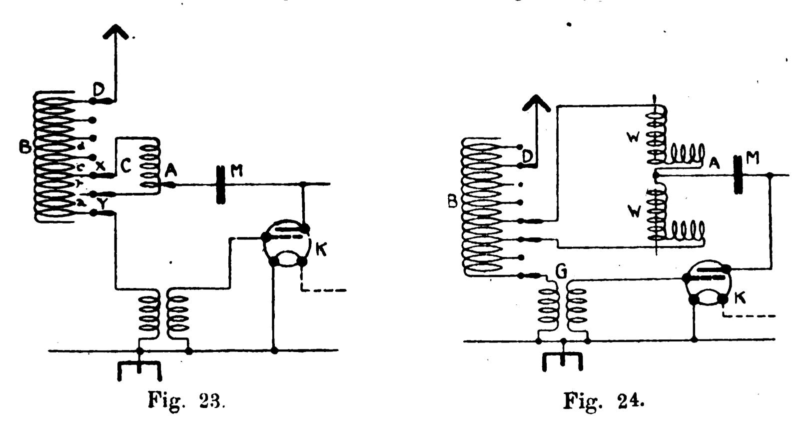


Fig. 23. Fig. 24.

Britische Patentschrift 166300, Arthur Kenneth Macrorie und George Shearing, Portsmouth, veröffentlicht 11. 8. 21.

Die in Fig. 22 dargestellte Schaltung ermöglicht, nach Belieben, je nach der Einstellung des Schalters C, entweder ungedämpfte Schwingungen oder Schwingungen von Gruppen-Tonfrequenz zu erzeugen. A ist die Sekundärspule eines Hochspannungs-Speisetransformators, B ein Kondensator, C ein Umschalter, D und E Gleichrichterröhren, F eine Anodendrossel, G ein Gleichstromamperemeter, H ein Hitzdrahtamperemeter, L ein Kondensator, M eine Antennenspule, N eine Gitterkopplungsspule, K eine Senderöhre und SR ein Transformator für Speisung der Kathoden der Gleichrichterröhren mit Wechselstrom. Wenn der Umschalter auf den Kontakten XYZ liegt, wobei Z ein Leerkontakt ist, so werden unterbrochene Wellenzüge von Tongruppenfrequenz erzeugt und zwar von Tonfrequenz der Speisefrequenz. Steht

der Schalter C in der anderen Stellung, so wird der Ausgleichskondensator B über die Gleichrichterröhren $D\,E$ mit gleichgerichtetem Strom geladen und dann kontinuierliche Schwingungen erzeugt.

Britische Patentschrift 166634, Arthur Kenneth Macrorie, Harold Morris-Airey, George Shearing und Ronald Lewis Randall in Portsmouth, veröffentlicht 18. 8. 21.

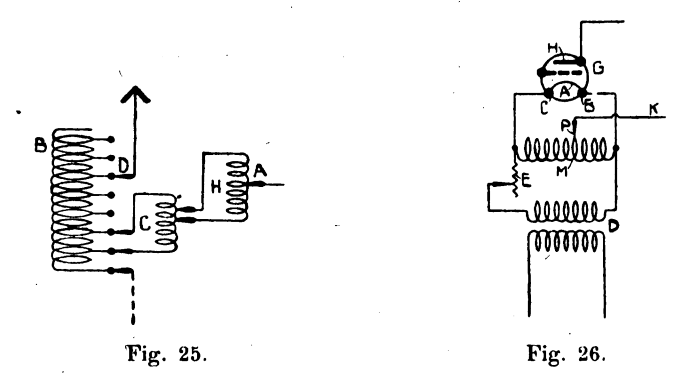


Fig. 25. Fig. 26.

Die Antennenspule B in Fig. 23 wird durch Anschlußleitungen in eine Anzahl gleichgroßer Teile a, b, c, d . . . geteilt und eine im Vergleich zu diesen Teilen beträchtlich größere Spule kann zu jedem beliebigen dieser Teile parallel geschaltet werden; mit Hilfe eines an

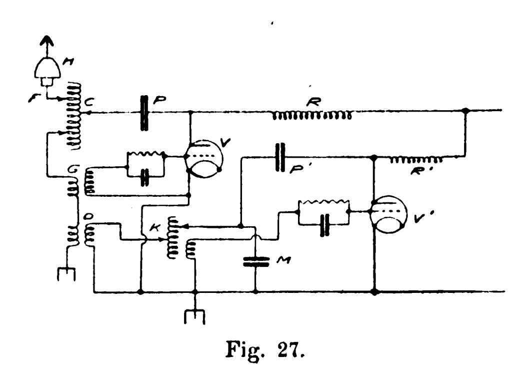


Fig. 27.

dieser Spule C verschiebbaren Kontakts A kann die Anodenleitung beliebig angeschaltet werden. An Stelle der Spule C in Fig. 23 kann auch eine Kombination zweier Variometer $W\,W$ gemäß Fig. 24 verwendet werden, auch kann die Anordnung gemäß Fig. 25 gewählt

werden, wobei eine noch genauere Einstellung des Anschlußpunktes ermöglicht wird.

Britische Patentschrift 166640, Arthur Kenneth Macrorie und George Shearing in Portsmouth, veröffentlicht 18. 8. 21.

Hier wird bezweckt, eine gleichmäßigere Stromverteilung an der Heizkathode von Generator- oder auch Ventilröhren zu erzielen, wenn ein Elektronenstrom hindurchfließt. Erreicht wird dieser Zweck durch Verwendung einer Zusatz- oder Ausgleichsspule *M* in Fig. 26, die parallel zur Glühkathode *CAB* geschaltet ist und die so bemessen ist, daß der von ihr aus dem Heiztransformator *D* entnommene Strom klein ist. Der Anodenkreis wird an einem einstellbaren Kontakt *P*

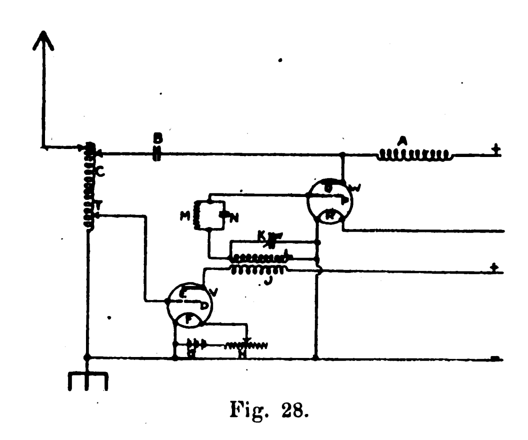


Fig. 28.

angeschlossen; dieser wird so eingestellt, daß in beiden Hälften des Glühdrahtes gleiche Elektronenströme fließen.

Britische Patentschrift 167584, Arthur Macrorie und George Shearing in Portsmouth, veröffentlicht 8. 9. 21.

Durch die in Fig. 27 dargestellte Schaltung wird bezweckt, die Nachteile zu vermeiden, die dadurch entstehen, daß bei sehr feuchtem Wetter infolge von Niederschlägen auf dem Antennenisolator *H* Kurzschlüsse nach der Erde zu bestehen, so daß dann die Schwingungen der Senderöhren nicht mehr einsetzen können. *V* ist die über den Kondensator *P* direkt mit dem Luftleiter verbundene Generatorröhre, deren Gitterkreis mit dem Luftleiter durch die Kopplungsspule *G* gekoppelt ist. Wenn sich hier bei Nebel auf dem Antennenisolator Feuchtigkeit ansammelt, so ist es nicht möglich, Schwingungen zu erhalten. Gemäß der Erfindung wird nun eine Hilfsschwingungsgeneratorschaltung *V'* vorgesehen, die über den Kopplungstransformator *D* mit

dem Luftleiter gekoppelt ist. Ist jetzt Feuchtigkeit auf dem Antennenisolator niedergeschlagen, so wird der auf die Antenne abgestimmte Röhrengenerator Schwingungen erzeugen und im Luftleiter elektromotorische Kräfte induzieren. Hierdurch wird die Oberfläche des Antennenisolators H getrocknet und dann tritt die Generatorröhre V wieder in Tätigkeit.

Britische Patentschrift 169007, Arthur Kenneth Macrorie und George Shearing in Portsmouth, veröffentlicht 13. 10. 21.

Um bei Generatorröhrenschaltungen mit Rückkopplung Tonwirkungen oder Tasten zu ermöglichen, wird in den Rückkopplungskreis entweder eine Wechselstromquelle (transformatorisch angeschlossen) oder

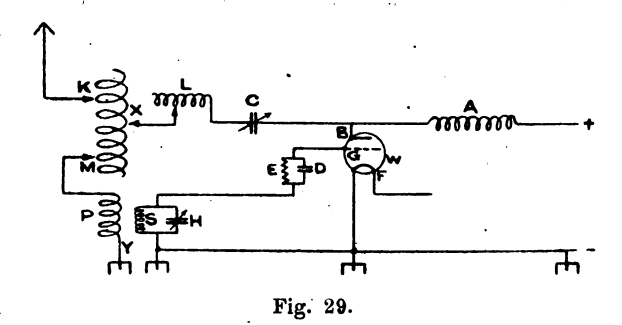


Fig. 29.

eine Gleichstromquelle mit Morsetaster (in Potentiometerschaltung) eingeschaltet unter Vorschaltung einer Ventilröhre.

Britische Patentschrift 171183, Arthur Kenneth Macrorie und Harold Morris-Airey in Portsmouth, veröffentlicht 8. 12. 21.

Gemäß Fig. 28 werden zwei Generatorröhren V und W verwendet, und zwar werden die Gitterpotentialschwankungen der Hauptröhre W durch eine Hilfsröhre V gesteuert, deren Gitter D von der Antenne her erregt wird. Die Wirkungsweise dieser Schaltungsanordnung dürfte hiernach ohne weiteres verständlich sein.

Britische Patentschrift 172127, Arthur Kenneth Macrorie, Harold Morris-Airey und George Shearing in Portsmouth, veröffentlicht 29. 12. 21.

Um bei Kathodenröhren-Schwingungsgeneratoren schädliche Oberschwingungen abzudämpfen oder zu verringern, wird vorgeschlagen in dem Anodenkreis eine Selbstinduktionsspule L (siehe Fig. 29) einzuschalten, die beträchtlich größer ist als die zwischen den Punkten X und Y liegende Induktanz.

Britische Patentschrift 168967, Western Electric Company Limited in London, veröffentlicht 13. 10. 21.

Zur Steuerung oder Modulierung der Hochfrequenzschwingungen einer Generatorröhre wird eine Steuerröhre verwendet, die entweder gitter- oder anodenseitig durch die Sprechschwingungen gesteuert wird. In der Patentschrift sind vier verschiedene Senderschaltungen beschrieben, deren nähere Besprechung aber hier aus Raummangel nicht möglich ist.

Bücherbesprechungen.

P. Lertes, Die drahtlose Telegraphie und Telephonie. 152 Seiten mit 45 Abbildungen. Verlag von Theodor Steinkopff, Dresden und Leipzig 1922. Preis M. 32.—

Das Buch besitzt mehrere besondere Vorzüge: In einer knappen aber physikalisch durchaus sauberen Darstellung werden die wichtigsten Sender- und Empfängeranordnungen der drahtlosen Nachrichtenübermittlung, die Antennen und Wellenfortleitung, sowie die gerichtete drahtlose Telegraphie und die drahtlose Telephonie in modernster Form behandelt. Besonderes Gewicht wird hierbei auf die Röhre in ihren verschiedensten Anwendungsgebieten gelegt. Eine kurze Einleitung über die Entwicklung, die physikalischen und elektrotechnischen Grundlagen sind der Darstellung vorangeschickt. Das Buch ist in einzelne Kapitel und Abschnitte unterteilt. An das Ende jedes Abschnittes ist ein ausführliches Literaturverzeichnis mit Hinweisen gesetzt. Von allen kurzgefaßten Gesamtdarstellungen der drahtlosen Weltliteratur ist diese vielleicht die beste und empfehlenswerteste aller physikalischen Darstellungen der F.-T. die ich kenne, da die Abhandlung kein Firmenbuch, sondern eine der Objektivität sehr nahe kommende Darstellung ist.

Demgegenüber habe ich nur wenig auszusetzen. Zunächst etwas Prinzipielles. In den amerikanischen Röhrendarstellungen werden fast nur amerikanische Forscher und Anordnungen beschrieben. In den deutschen Darstellungen sind fast ausnahmslos dieselben Anordnungen und Erklärungsversuche Deutschen zugeschrieben. Auch die Lertessche Darstellung vermeidet diesen Fehler nicht immer und ich vermisse eine richtige Würdigung z. B. der Arbeiten von L. de Forest, E. H. Armstrong, J. Langmuir, A. Hund u. a. Nicht besonders vorteilhaft sind die Figuren und deren Beschriftungen wiedergegeben. In dem mir vorliegenden Exemplar sind, bei dem so überaus geringen Preise ohne weiteres verständlich gewählten rauhen Papier, welches im übrigen einen meist sauberen Druck aufweist, in den Figuren z. B. für die Röhrencharakteristiken manche Zahlen nicht lesbar. Sachlich möchte ich zu S. 24 bemerken, daß die Vorstellungen der ursprünglichen Pioniere der Stoßsender durchaus nicht immer unklar waren. Hewitt z. B. so wie Simon und Reich haben sehr genau schon 1903 angegeben, worauf es ankommt, und was zu erreichen ist. Unrichtig ist auf S. 34, daß die Fessenden-Alexanderson-Maschine in die Praxis keine Einführung erlangt hätte, und daß sich die Erzeugung größerer Energien als unmöglich erwiesen hätte.

Bei Empfang amerikanischer Großstationen wird man heute im wesentlichen von Fessenden-Alexanderson-Maschinen-Stationen empfangen. Auf S. 47 ist bezüglich Neuerungen am Poulsensystem gesagt, daß aus patentrechtlichen Rücksichten Einzelheiten bisher nicht bekannt geworden sind. In meinem im Verlage von Julius Springer 1921 erschienenen Handbuch habe ich solche Einzelheiten beschrieben, z. B. Teil I, S. 205 ff., Teil II, S. 34 ff.

Eugen Nesper.

Kurze Mitteilungen.

(Beiträge aus dem Leserkreis erbeten.)

Marconi Wireless Telegraph Comp. in Österreich. Die Marconigesellschaft hat vom Österreichischen Bundesministerium die Konzession erhalten zur Gründung einer österreichischen Aktiengesellschaft für radiotelegraphischen Betrieb zwischen Österreich und dem Ausland. Etwa seit Beginn der drahtlosen Technik bis jetzt wurde fast ausschließlich das österreichische Radiogeschäft von der Telefunkengesellschaft zusammen mit Siemens & Halske A.-G. in Wien bearbeitet.

Persönliches: Am 17. Juli 1922 verschied in Berlin Professor Dr. H. Rubens. Wir behalten uns vor, in einem besonderen Aufsatz auf die großen Verdienste dieses Forschers auf dem Gebiete der Hochfrequenztechnik zurückzukommen. Die Redaktion.

Dr. Lee de Forest feiert am 26. August dieses Jahres seinen Geburtstag. Wir wünschen dem hochverdienten Erfinder bestes Gelingen bei seinen weiteren Arbeiten, die er, was besonders zu begrüßen ist, in Deutschland und mit deutschen Mitarbeitern ausführt.

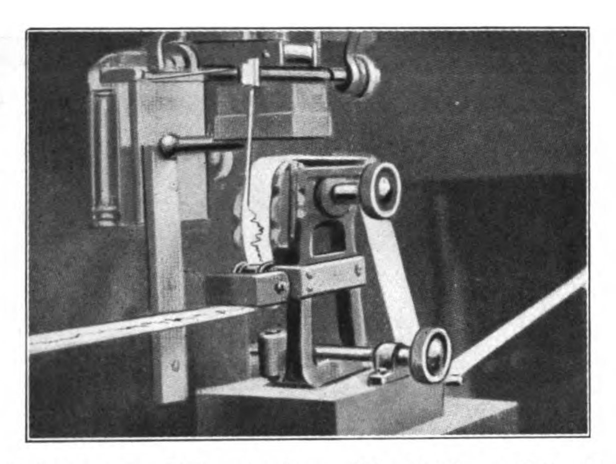


Fig. 2. Kabeltype des Heberschreibers, Schreibfeder und Bandbewegung.

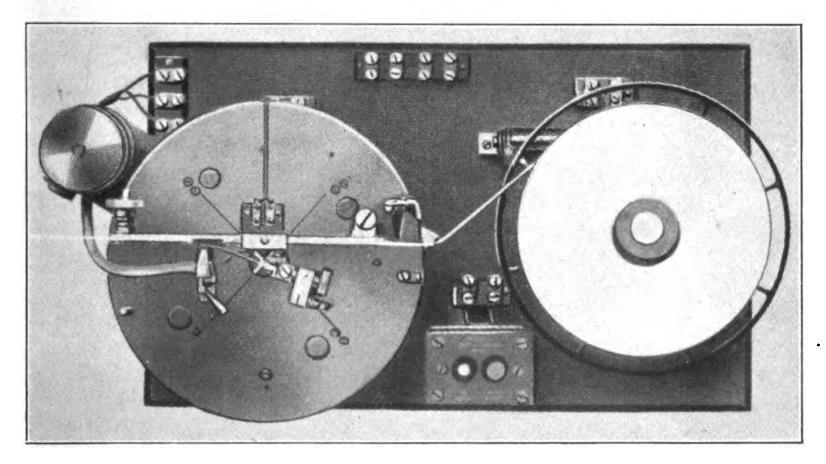


Fig. 9. Tintenschreiber und Bandhaspel, Draufsicht.

Julius Weinberger.

Verlag von M. Krayn in Berlin W 10.

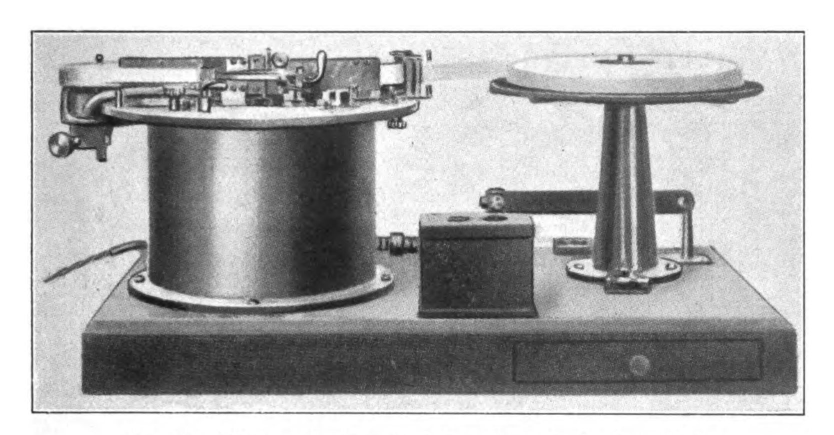


Fig. 10. Tintenschreiber und Bandhaspel, Vorderansicht.

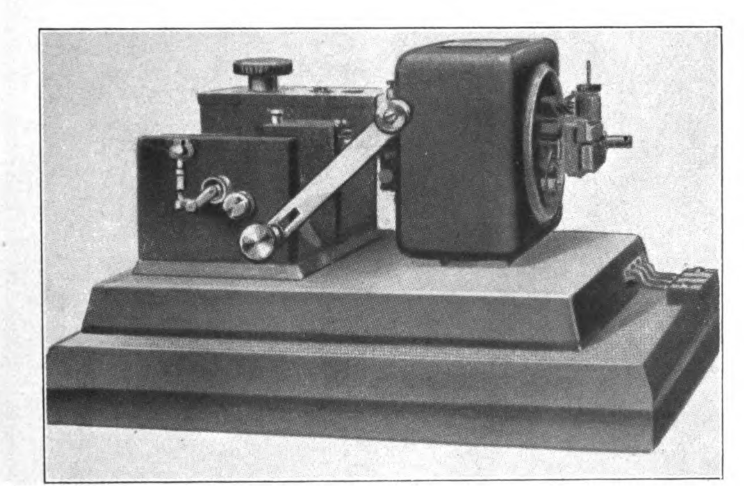


Fig. 11. Bandzieher, Vorderansicht.

Julius Weinberger.

Verlag von M. Krayn in Berlin W 10.

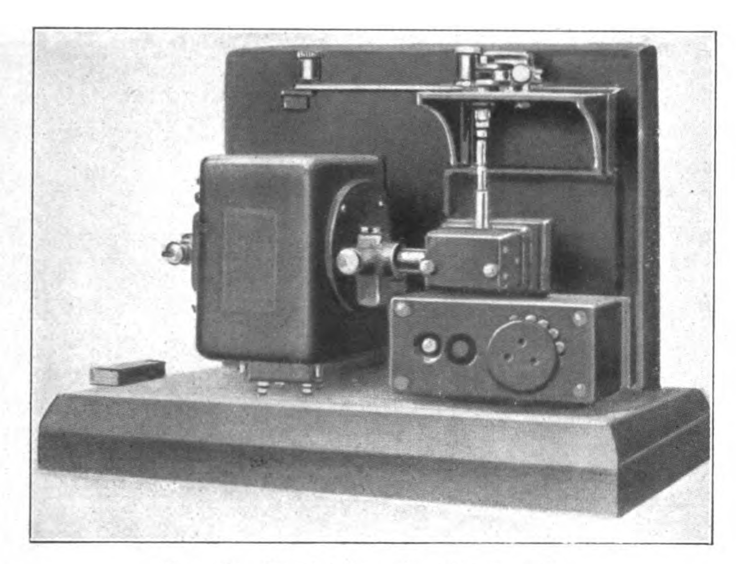


Fig. 12. Bandzieher, Ansicht von oben.

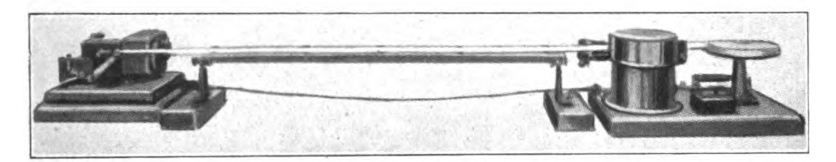


Fig. 13. Gesamtbild des Tintenschreibers, Bandziehers, Haspel und Tisch.

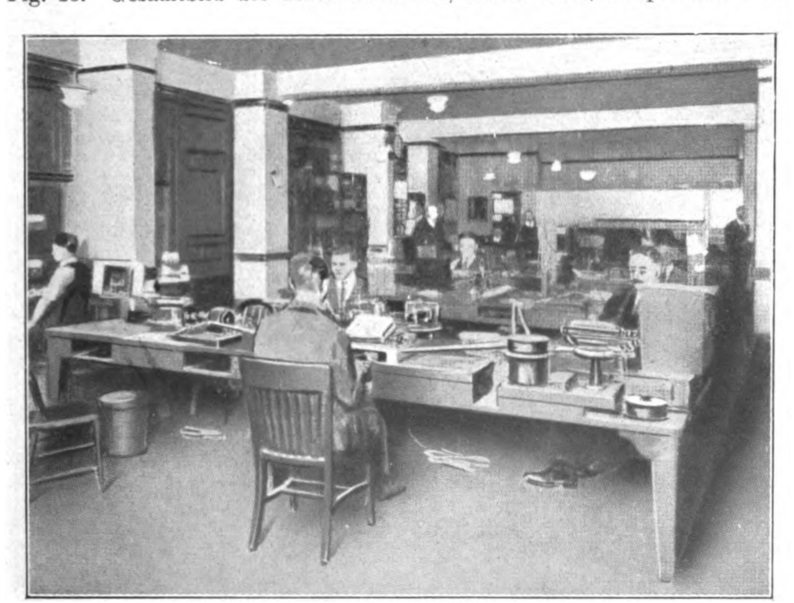


Fig. 14. Teil des Betriebsraumes: Broad Street (New York City) Betriebsamt der Radio Corporation of Amerika.

Julius Weinberger.

Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie
Zeitschrift für Hochfrequenztechnik

Band 20. August 1922. Heft 2.

Inhalt.

Manuskripte für das *Jahrbuch*, möglichst mit klischierfähigen Figuren versehen, sind an *Dr. E. Nesper*, *Berlin-Friedenau*, *Trägerstr. 2 I*, zu senden.

Die Herren Autoren werden gebeten, eine kurze Zusammenfassung des wesentlichen Inhalts ihrer Arbeit jedem Manuskript beizufügen.

Abonnements und Inserate sind zu richten an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn Berlin W. 10*, *Genthinerstraße 39*, Postscheck-Konto Berlin 32647.

Untersuchung an einem Röhrensender mit Kühnscher Gittererregung (Huthsche Schaltung).

(Mitteilung aus dem Physikalischen Institut der Universität Jena.)

Von **Alfred Herzog**.

Bei der Verwendung der Hochvakuumröhre als Schwingungserzeuger erhält man gewöhnlich die für die Schwingungserzeugung nötige Gitterspannung dadurch, daß das Gitter kapazitiv oder induktiv mit dem Anodenkreis gekoppelt wird. Bei der Huthschen Schaltung besteht kleine äußere Verbindung zwischen Anodenkreis und Gitterkreis. Dagegen befindet sich zwischen Gitter und Kathode ein Schwingungskreis, der nur über die im Innern der Röhre vorhandene Gitter-Anodenkapazität mit dem Anodenkreis gekoppelt ist. Hierdurch kann unter gewissen Bedingungen die für Schwingungserzeugung nötige Spannung am Gitter entstehen.

Zweck der vorliegenden Arbeit ist eine experimentelle Untersuchung dieser Schaltung, speziell mit Hinblick auf die entstehenden Wellenlängen.

Ältere Untersuchungen.

Über die Huthsche Schaltung ist in der Literatur schon an verschiedenen Stellen berichtet worden. Z. B. L. Kühn,[1] G. Glage und H. Edler,[2] H. Rukop und Isolde Hauser-Ganswindt.[3] Diese letzte Arbeit erschien, während die vorliegende Untersuchung im Gange war.

Nach Kühn ist die Bedingung für das günstigste Arbeiten der Röhre, daß der Antennenkreis auf den Gitterkreis abgestimmt ist. Dann ist die Spannung am Gitter und die Antennenstromstärke am größten, also auch die an die Antenne abgegebene Leistung. Die Welle, in der die Röhre hierbei schwingt, ist sehr angenähert gleich der Eigenwelle des Gitters.

Glage und Edler untersuchen hauptsächlich den Röhrensender mit Zwischenkreis, gehen aber auch auf die Wirkungsweise der Huthschen Schaltung ohne Zwischenkreis ein. Sie betrachten den Gitterschwingungskreis als einen über die Gitter-Anodenkapazität mit dem Anodenkreis extrem lose gekoppelten Kreis und leiten unter dieser

1) Jahrb. d. drahtl. Telegr. **14**, S. 395, 1919, s. a. D. R. P. 310152, 1917.
2) Arch. f. Elektrotechnik X, 1922, 12. Heft.
3) Telefunken-Ztg. Nr. 25, Januar 1922.

Voraussetzung die Bedingung für die Selbsterregung der Röhre ab, wobei die Annahme gemacht wird, daß die entstehende Frequenz der Eigenfrequenz des Anodenkreises gleich ist. Es wird hieraus gefolgert, daß Selbsterregung nur auf der einen Seite des Unisonos möglich ist und zwar auf derjenigen Seite, wo die Gitterwelle kleiner ist als die Anodenwelle, denn nur dann wirkt der Gitterkreis als Ganzes wie eine Selbstinduktion und können infolgedessen die notwendigen Phasenverhältnisse bestehen. Nach Kühn ist also die Eigenwelle des Gitters, nach Glage und Edler die Eigenwelle des Anodenschwingungskreises maßgebend für die entstehende Wellenlänge.

Bei den Verstärkern tritt ebenfalls das Problem der Huthschen Selbsterregung auf. Die im Gitter- und Anodenkreis liegenden Transformatorspulen wirken nämlich wegen ihrer Eigenkapazitäten als Schwingungskreise und können in der Art der Huthschen Schaltung die Röhre zu Schwingungen erregen. Die Frage der Selbsterregung bei Verstärkern ist unter anderen eingehend von Barkhausen[1]) und von Blattermann[2]) behandelt worden. Der Ausgangspunkt dieser Betrachtungen ist eine am Gitter auftretende, von außen aufgezwungene E.M.K. von gegebener Frequenz und Amplitude. Diese Ausführungen geben deshalb zunächst nur Aufschluß auf die Frage, wie weit die Gitter-Anodenkapazität eine erhöhte Verstärkerwirkung hervorruft, indem die positive Dämpfung des Gitters mehr oder weniger aufgehoben wird. Will man aber die Bedingung für Selbsterregung des Verstärkers ermitteln, muß man die entstehende Frequenz kennen, also diejenige Frequenz, in der das System nach einem kleinen Anstoß sich selber überlassen, ausschwingt. In diesem Punkt gehen die Annahmen der Autoren auseinander. Barkhausen z. B. nimmt die Eigenwelle des Gitters als maßgebend für die entstehende Welle an, Möller[3]) die Eigenwelle des Anodenschwingungskreises. In Wirklichkeit ist aber, wie die Versuche ergaben, und wie es aus den Rukopschen Berechnungen hervorgeht, weder die Anoden- noch die Gitterwelle allein maßgebend, sondern gerade in dem Gebiete, wo die Röhre normalerweise arbeitet, nämlich in der Nähe des Unisonos, tritt die Eigenschaft der Schaltung als gekoppeltes System stark hervor.

Rukop löst das Problem ganz allgemein unter der Annahme, daß die beiden Schwingungskreise über eine merkliche Gitter-Anoden-

1) Jahrb. d. drahtl. Telegr. 16, S. 82.
2) Radio Review I, S. 633, 1920.
3) Die Elektronenröhre, Sammlung Vieweg.

kapazität miteinander gekoppelt sind, und daß eine Röhre mit konstanter Steilheit und Durchgriff in bekannter Weise in dem System wirksam ist.

Er erhält dabei ganz allgemein gültige Ausdrücke für die entstehenden Frequenzen und zugehörige Dekremente, ausgedrückt durch die Kreiskonstanten und Röhrendaten (Steilheit und Durchgriff).

Die Ausdrücke für die Dekremente ergeben, daß immer nur die längere Koppelungswelle erregungsfähig ist. Ferner wird an einem konkreten Beispiel gezeigt, daß im allgemeinen eine Selbsterregung auf beiden Seiten des Unisonos möglich ist. Auf welcher Seite der Erregungsbereich am größten ist, hängt von der Gitter-Anodenkapazität, von den Widerständen und den Röhrendaten ab. In der Regel wird der größere Erregungsbereich auf der Seite der größeren Gitterwelle liegen.

Der untersuchte Sender.

Die vorliegenden Untersuchungen wurden an einem Laboratoriumssender der Firma Huth angestellt, der in liebenswürdiger Weise dem Physikalischen Institut zu Versuchszwecken zur Verfügung gestellt

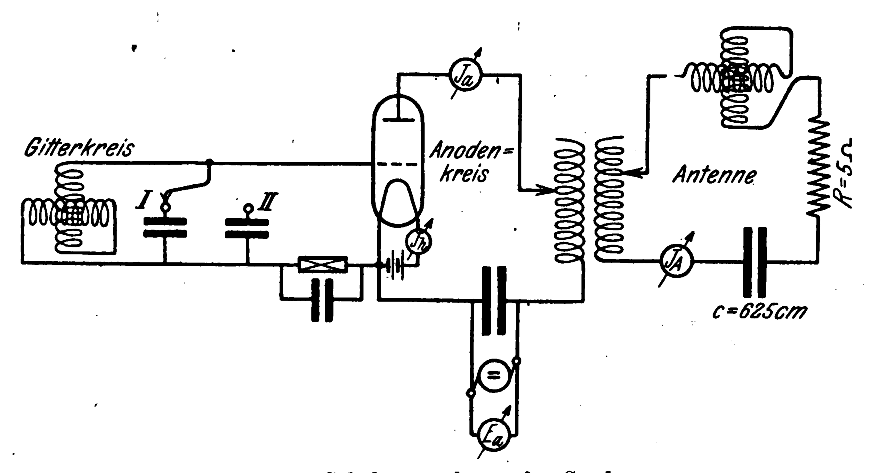


Fig. 1. Schaltungsschema des Senders.

worden war. Sämtliche Teile waren auf eine Holzplatte montiert. Als Stromquelle diente eine Hochspannungsgleichstrommaschine mit einer Höchstspannung von 5000 Volt und einer höchst zulässigen Dauerbelastung von $^1/_{10}$ Amp., die jedoch für kurze Zeiten erheblich überschritten werden konnte.

Die Schaltung geht aus Fig. 1 hervor. Das im Gitterkreis angebrachte Variometer gestattet eine Änderung der Eigenwelle des Gitters zwischen 600 und 1300 m, bzw. 1200 und 2150 m, je nachdem der Kondensator *I* oder *II* eingeschaltet ist. Das Variometer im Antennenkreis dient zur Feinabstimmung der Antenne. Die Grobabstimmung geschieht mittels Anzapfungen im Sekundärkreis des Trans-

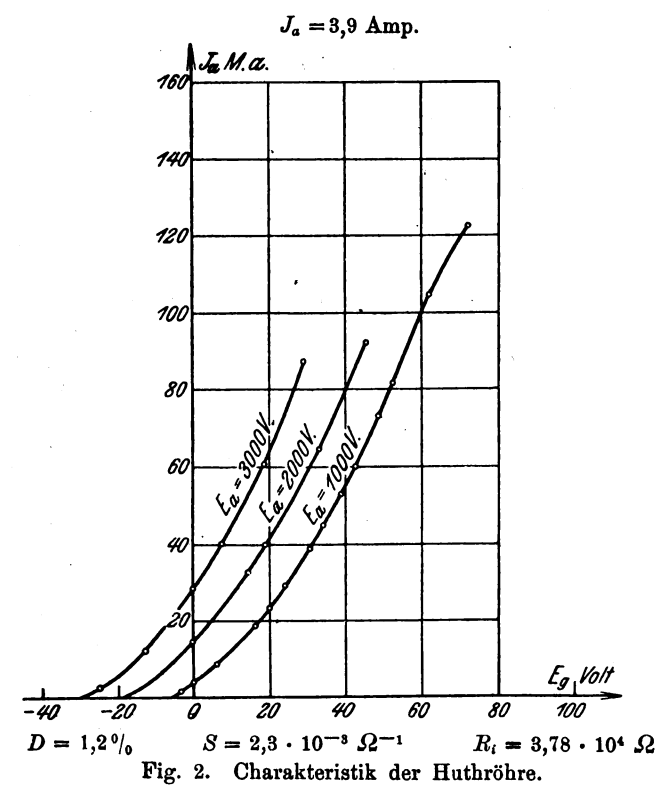


Fig. 2. Charakteristik der Huthröhre.

formators. Die günstigste Kopplung wird durch Änderung der primären Windungszahl hergestellt.

Zu Vorversuchen wurde eine Telefunkenröhre R. S. 5, 25 Watt, 600 Volt, verwendet. Zu den eigentlichen Messungen diente eine Huthröhre L. S. 85, 250 Watt, 3—4000 Volt. Die Daten der Telefunkenröhre waren:

$$S = 12{,}75 \cdot 10^{-4}\ \Omega^{-1}, \qquad D = 5\,\%, \qquad R_i = 16000\ \Omega$$

Für die Huthröhre sind in Fig. 2 die Charakteristiken mit den sich daraus ergebenden Röhrendaten angegeben.

Wellenlänge, Antennenstrom.

Zur Messung der Wellenlänge wurde ein Überlagerer mit Detektor oder ein Audionüberlagerer benutzt. Um das von Möller beschriebene „Mitnehmen“ des Überlagerers vom Sender zu vermeiden, mußte der Überlagerer ziemlich weit vom Sender aufgestellt werden.

Fig. 3 zeigt, wie sich die Wellenlänge λ_s, Antennenstromstärke J_A und Anodengleichstrom J_a verhalten bei Änderung der Antennen-

$3\,J_a = 3{,}9$ Amp.

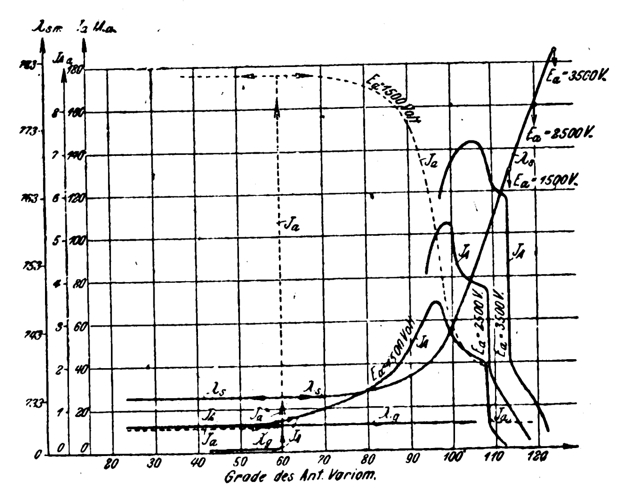


Fig. 3. Wellenlänge und Antennenstrom in Abhängigkeit von der Antennenabstimmung.

abstimmung. Die J_a-Kurve ist nur bei der Anodenspannung $E_a =$ 1500 Volt angegeben. Die Wellenlänge ergab sich als nicht merkbar abhängig von E_a, so daß die Wellenlängenkurven in eine zusammenfallen. Als Abszisse ist die Gradteilung des Variometers aufgetragen. Für die in der Fig. 3 in Betracht kommende Wellenlänge entsprechen 10 Variometergrade einer Änderung der Antennenwelle λ_a von 16,5 m oder etwa 2,2 $^0/_0$ der Wellenlänge.

Es bestätigte sich, was aus der Rukopschen Arbeit hervorgeht, daß immer nur eine Welle erregt wird und zwar immer die längere Koppelungswelle der beiden über die Gitter-Anodenkapazität gekoppelten Schwingungskreise (s. Fig. 3).

Wenn die Antenne ausgeschaltet ist (Anodenkreis aperiodisch), schwingt die Röhre ganz schwach mit einer Welle, die mit der Eigen-

welle des Gitterkreises — mit Summer und Wellenmesser gemessen — gut übereinstimmt. Diese Welle sei als „Gitterwelle" λ_g bezeichnet.

Ist nun der Gitterkreis auf eine bestimmte Welle eingestellt, und man ändert die Antennenwelle von kleineren zu größeren Werten durch Drehen des Antennenvariometers, so schwingt die Röhre, solange die Differenz zwischen λ_a und λ_g noch groß ist in einer Welle, die der Gitterwelle gleich ist, wobei der Antennenstrom nur etwa 20—40 M.A. beträgt.[1])

Bei einem gewissen Wert der Antennenwelle (Antennenvariometer = 60^0 für $E_a = 1500$ Volt, siehe Fig. 3) setzen plötzlich stärkere Schwingungen ein (J_A und J_a steigen) und die Wellenlänge, in der die Röhre jetzt schwingt, nimmt einen Wert an, der um 1—2 m höher liegt, entsprechend der längeren Koppelungswelle der beiden Kreise.[2]) Je höher die Anodenspannung ist, um so früher tritt das Einsetzen ein. Nur für $E_a = 1500$ Volt konnten die Kurven in diesem Gebiet aufgenommen werden. Für höhere Anodenspannungen glüht die Anode bei dieser Antennenabstimmung so stark, daß die Gefahr besteht, daß die Röhre zerstört wird. Eine Erscheinung von der noch später zu sprechen sein wird. Die J_A-Kurven bei $J_a = 2500$ und 3500 Volt konnten deshalb nur ein kleines Stück über das Maximum hinaus nach links aufgenommen werden. Geht man mit dem Antennenvariometer wieder zurück auf kleinere Werte der Antennenwelle, bleiben die stärkeren Schwingungen bestehen und die Wellenlänge bleibt konstant, entsprechend dem horizontalen Teil der längeren Koppelungswelle; eine Zieherscheinung, die darauf zurückzuführen ist,

1) Der Grund dieser auffallenden Erscheinung kann der sein, daß die Gitterstromcharakteristik für negative Gitterspannung fallend ist, wodurch sich die Röhre in der Eigenfrequenz des Gitters erregen kann. (Siehe **Barkhausen**, Jahrb. d. drahtl. Telegr. 18, S. 412, 1921, Fig. 2.) Eine andere Erklärungsmöglichkeit wäre die, daß die Eigenwelle der Anodenspule ins Spiel kommt. Es tritt also eine nichtstationäre Stromverteilung auf, so daß die Rückwirkung der Antenne zum mindesten stark abnimmt. Für das normale Arbeiten der Röhre hat jedoch diese Erscheinung keine Bedeutung und wurde daher nicht näher untersucht.

2) In der kritischen Stellung hört man zwei Töne im Telephon des Überlagerers, entsprechend den beiden Wellen, wenn man, nachdem die stärkeren Schwingungen eingesetzt haben, mit der Anodenspannung zurückgeht, bis die stärkeren Schwingungen fast am Aussetzen sind, ähnlich wie bei dem Zwischenkreisröhrensender. In einem bestimmten Gebiet sind hier auch zwei Wellen möglich, nämlich die beiden Kopplungswellen, jedoch wird von der Röhre die eine Welle rascher hochgeschaukelt als die andere, wodurch diese letzte Welle wieder unterdrückt wird.

daß die schwingende Röhre im Mittel andere Konstanten annimmt als im Ruhepunkt, so daß einmal erregte Schwingungen über den Einsetzpunkt hinaus bestehen können. Geht man mit dem Antennenvariometer zu größeren Antennenwellen über, so geht die Kurve der Wellenlänge von dem flachen geraden Teil mit einem scharfen Knick in den steilen geraden Teil über. — Der Antennenstrom hat hierbei einen Verlauf ähnlich einer Resonanzkurve. Das Maximum des Antennenstroms liegt auf der Seite der größeren Antennenwelle. Nachdem der Antennenstrom etwas unter seinen maximalen Wert gefallen ist, fällt er sehr rasch ab und die Schwingungen setzen bald gänzlich aus. Die Stellen, wo der Ton im Telephon ganz verschwindet, sind in der Fig. 3 für die verschiedenen Anodenspannungen mit einem Pfeil angedeutet.

Bei der praktischen Verwendung des Senders wird man immer die Antenne so abstimmen, daß in ihr die maximale Stromstärke auftritt. Wie aus Fig. 3 ersichtlich ist, befindet man sich dann, sofern man mit der normalen Anodenspannung arbeitet, auf dem steilen geradlinigen Teil der Wellenlängenkurve. Ändert sich also die Antennenabstimmung, etwa dadurch, daß sich die Antennenkapazität durch Bewegung der Luftdrähte ändert, so muß man mit entsprechenden Schwankungen der ausgesandten Welle rechnen, in gleicher Weise wie bei den sonst üblichen Röhrenschaltungen ohne Zwischenkreis.

Will man eine geringere Abhängigkeit der Sendewelle und Schwankungen der Antennenwelle erzielen, müßte man kleine Anodenspannungen verwenden, bei denen das Strommaximum weiter links (Fig. 3) liegt. Jedoch ist die Sendeenergie naturgemäß klein. Bei großen Anodenspannungen ist ein Arbeiten der Röhre in dem Gebiet, wo die Wellenlängenkurve weniger steil verläuft, ausgeschlossen, weil die Anode zu heiß wird.

Das Verhalten der kleinen Röhre war in der Hauptsache dem der großen ganz analog. Nur schwingt sie bei kleinen Antennenwellen (d. h. kleiner als die feste Gitterwelle) mit einer Welle, die von der Gitterwelle nicht zu unterscheiden ist. Dies erklärt sich daraus, daß bei dieser Röhre die Gitter-Anodenkapazität viel kleiner ist (D. viel größer) so daß die Gitterwelle sich außerhalb des Unisonos nicht von der Koppelungswelle unterscheiden läßt.

Abhängigkeit der Frequenz von der Anodenspannung und Heizung.

Es war ferner von Interesse, zu erfahren, wie sich die Wellenlänge gegenüber Schwankungen der Anodenspannung und der Heiz-

stromstärke verhält. Es wurde festgestellt, wie schon oben erwähnt daß die Wellenlänge nur sehr wenig von der Anodenspannung abhängt. Bei einer Änderung derselben von 2500 Volt auf 1500 Volt änderte sich die Wellenlänge nur um einen Betrag von der Größenordnung $^1/_3$ $^0/_{00}$. Die Abhängigkeit von der Heizung der Röhre war dagegen etwas größer. Fig. 4 zeigt die Änderung der Wellenlänge

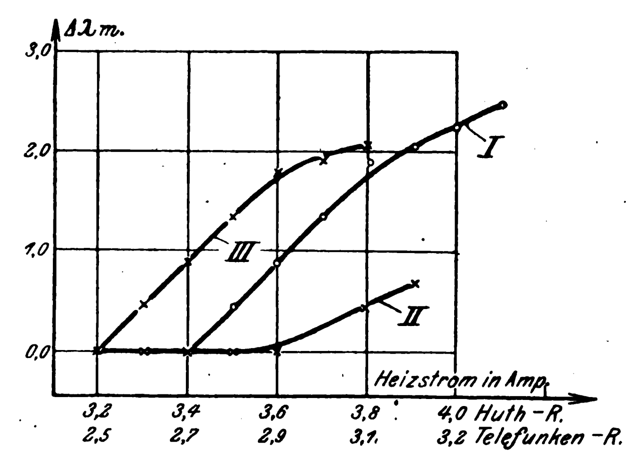


Fig. 4. Die Abhängigkeit der Frequenz von der Heizung.

in Abhängigkeit von der Heizstromstärke. Bei 2500 Volt Anoden spannung. und $\lambda_s = 771$ m · (Kurve I), ändert sich bei der Huthschen Röhre die Wellenlänge um 3,2 $^0/_{00}$ bei einer Änderung der Heizung von 4,1 auf 3,2 Amp. Abgestimmt war die Antenne bei 3,9 Amp. Bei 3500 Anodenspannung erhält man die Kurve II. Kurve III bezieht sich auf die Telefunkenröhre bei 310 Volt Anodenspannung und $= 650$ m.

Bemerkenswert ist, daß die Abhängigkeit der Frequenz von der Heizstromstärke bei kleinen und hohen Heizstromstärken geringer wird, was darauf hindeutet, daß die Fadentemperatur nur die indirekte Ursache der Frequenzänderung ist.

Ein- und Aussetzen.

Um die Bedingung für das Ein- und Aussetzen zu diskutieren, eignen sich nicht die aus den Differentialgleichungeu abgeleiteten Dämpfungsdekremente. Rukop diskutiert deshalb das Ein- und Aussetzen an Hand der Gleichung

$$k = -\left(\frac{1}{S R_a} + D\right)$$

wo k, die sogenannte Rückkopplungsgröße, das Verhältnis zwischen den Gitter- und den Anodenwechselspannungen bedeutet und R_a der äußere Widerstand des Anodenkreises ist. Diese Gleichung gilt auch, wenn k und R_a komplex werden. Man erhält dann aus dem reellen Teil die Bedingung, die die Kreis- und Röhrendaten für $\delta = 0$ erfüllen müssen. Doch gibt die obige Gleichung nicht eine einfache

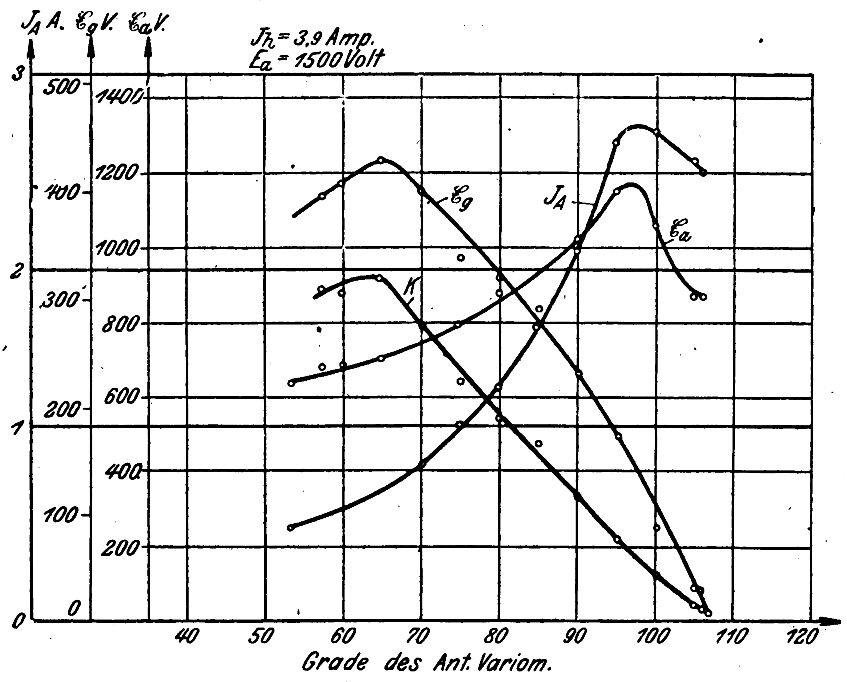


Fig. 5. Anodenwechselspannung, Gitterwechselspannung und Antennenstrom in Abhängigkeit von der Antennenabstimmung.

Beziehung, aus der sich ersehen läßt, mit welchem Gewicht ein Komplexwerden der Rückkopplungsgröße auf das Einsetzen nachteilig einwirkt.

Fig. 5 zeigt die Ergebnisse meiner Messungen darüber, wie sich Gitter- und Anodenwechselspannung ($\mathfrak{E}_g$ und $\mathfrak{E}_a$) zwischen dem Ein- und Aussetzpunkt verhalten, ferner ist darin auch k, das Verhältnis $\mathfrak{E}_g/\mathfrak{E}_a$ in einem beliebigen Maßstab aufgetragen.

Die Anodenwechselspannung wurde mit einem Braunschen Elektrometer gemessen, die Gitterwechselspannung mit einem Thermoelement in einem aperiodischen Kreis, der mit dem Gittervariometer magnetisch gekoppelt war. Das Galvanometer des Thermoelementes wurde geeicht durch direktes Einschalten eines Hitzdrahtinstrumentes in den Variometerkreis des Gitterschwingungskreises. Aus der Wellenlänge und Kapazität ergab sich die Selbstinduktion des Variometers (in der betreffenden Stellung) und somit auch die gesuchte Spannung am Gitterschwingungskreise. Man sieht, daß für $\lambda_a > \lambda_g$ (rechts in Fig. 5) die Schwingungen ein- bzw. aussetzen in einem Punkt, wo $\mathfrak{E}_g$ fast Null ist, also auch $k = 0$, $\mathfrak{E}_a$ dagegen hat sogleich einen ziemlich großen Wert. Das Einsetzen bei $\lambda_a > \lambda_g$ (links in Fig. 5) findet dagegen bei großer Gitterspannung und großem k statt. Doch muß jetzt k stark komplex sein, d. h. der Phasenwinkel zwischen $\mathfrak{E}_g$ und $\mathfrak{E}_a$ muß erheblich von 180^0 abweichen, was auf die Selbsterregung natürlich stark nachteilig einwirkt. Das Anodenblech glüht stark, da das Verlustintegral in der Röhre $(E_a - \mathfrak{E}_a) i_a \, d t$[1]) jetzt groß ist wegen der ungünstigen Phasenverhältnisse. In gleichem Sinne wirkt auch der Umstand, daß J_a groß ist, was wiederum mit dem großen $\mathfrak{E}_g$ zusammenhängt. Beim Arbeiten mit maximalem Antennenstrom wird die Anode dagegen nicht unzulässig heiß.

Aus dem ganzen Verhalten der Röhre ergibt sich folgender Verlauf der Phase bei Änderung der Antennenabstimmung: Die Schwingungen setzen ein — von rechts kommend in Fig. 5 — bei einer ganz kleinen Gitterspannung und bei einer Phase von nahezu 180^0, um sehr bald in unmittelbarer Nähe des Unisonos die maximale Intensität zu erreichen. Nach Überschreiten des Maximums geht die Phase rasch zurück; gleichzeitig steigt der Anodengleichstrom und der Antennenstrom nimmt ab. Der Nutzeffekt wird also schlecht. In diesem Bereich, schon lange bevor die Schwingungen aussetzen, ist der Sender praktisch nicht brauchbar. Gut arbeitet der Sender nur in einem verhältnismäßig engen Bereich in der unmittelbaren Nähe des Unisonos.

Mit einer Braunschen Röhre wurde die Phasenveränderung zwischen $\mathfrak{E}_g$ und $\mathfrak{E}_a$ kontrolliert und der besprochene Verlauf in großen Zügen bestätigt gefunden. Eine genaue Messung der Phasen stößt auf erhebliche Schwierigkeiten, besonders wenn Oberschwingungen das Bild trüben.

---

1) i_a: Momentanwert des Anodenstromes.

Zusammenfassung.

1. Der Huthsender schwingt immer nur in der längeren Kopplungswelle der beiden über die Gitter-Anodenkapazität gekoppelten Schwingungskreise.

2. Eine merkliche Abhängigkeit der ausgesandten Welle der Anodenspannung ist nicht vorhanden.

Die Abhängigkeit der Wellenlänge von der Heizung ist meßbar, aber klein.

4. Nur in einem verhältnismäßig engen Bereich in der Nähe des Unisonos ist ein gutes Arbeiten der Röhre möglich. Außerhalb dieses Bereichs treten große Anodenverluste auf, weil die Phasenverhältnisse ungünstig werden, und der Anodengleichstrom groß wird. Das Maximum der Antennenstromstärke liegt auf der Seite der größeren Antennenwelle. Bei maximalem Antennenstrom und normaler Anodenspannung hängt die ausgesandte Welle wesentlich von der Antenneneigenwelle ab.

Herrn Geheimrat M. Wien spreche ich meinen besten Dank für seine sehr liebenswürdige Unterstützung dieser Untersuchung aus.

Zur Kenntnis der Vorgänge in Elektronenröhren.

Von **Franz Tank.**

§ 1. Der Behandlung von Röhrenproblemen werden in der Regel die empirisch ermittelten Kennliniendiagramme zugrunde gelegt. Das Ziel einer vollständigen Theorie der Dreielektrodenröhre besteht naturgemäß in der Vorausberechnung dieser Diagramme aus den geometrischen Konstanten der Röhren, den Materialeigenschaften der Elektroden und den Eigenschaften des Glühfadens. Vorläufig hat man sich auf die Berechnung des Durchgriffes und die Ermittlung der Kennlinien bei verschwindendem Gitterstrom beschränkt.[1]) Ein wesentliches Problem, die Verteilung des Emissionsstromes auf Gitter und Anode, d. h. die Erörterung des Kennlinienverlaufs im Gebiete positiver Gitter- und Anodenspannungen, ist bis jetzt noch wenig in Angriff genommen worden. In dieser Richtung sollen die folgenden Zeilen eine gewisse Vorarbeit leisten.

---

1) M. v. Laue, Ann. d. Phys. **59**. 465. 1919; M. Abraham, Archiv für Elektrotechnik **8**. 42. 1919.



§ 2. Es soll sich im folgenden stets um so hohe Gitter- und Anodenspannungen handeln, daß der Emissionsstrom konstant ist und seinen Sättigungswert besitzt; Raumladungen kommen also nicht in Betracht. Die Verteilung des Emissionsstromes auf Gitter und Anode ergibt sich dann aus der Berechnung der Bahnkurven, welche die von den verschiedenen Stellen des Glühfadens ausgehenden Elektronen zurücklegen. Die Lösung dieses Problems in seiner Allgemeinheit ist verwickelt und soll hier nicht versucht werden. Es sei nur daran erinnert, daß die Bahnkurven die orthogonalen Trajektorien der Flächen konstanter Wirkung sind, und daß letztere aus der Lösung einer quadratischen partiellen Differentialgleichung erster Ordnung hervorgehen.[1])

§ 3. Sehr leicht läßt sich jedoch folgender Satz herleiten, der sich oft als nützlich erweisen dürfte: Verändert man Gitter- und Anodenspannung in der Weise, daß ihr Verhältnis konstant bleibt, so bleibt auch die Verteilung des Emissionsstromes auf Gitter und Anode unverändert, oder: Gitterstrom und Anodenstrom sind nur Funktion von $E_g : E_a$.[2]) Der Beweis gründet sich darauf, daß bei einer Veränderung von Gitterspannung und Anodenspannung um das λ^2-fache alle Kräfte des elektrostatischen Feldes in diesem Betrage sich ändern. Die Bahnkurven der Elektronen bleiben erhalten und werden nur λ-mal schneller durchlaufen.

§ 4. Zu einer zweckmäßigen Darstellung[3]) gelangt man, wenn man setzt

$$J_a + J_g = J_s$$

und

$$\frac{J_g}{J_a} = \left(\frac{E_g}{E_a}\right),$$

wo φ die vorläufig noch nicht bekannte Funktion ist, welche die Stromverteilung angibt. Daraus folgt

$$J_a = J_s \frac{1}{1 + \varphi\left(\frac{E_g}{E_a}\right)}$$

und

1) Vgl. Thomson und Tait, Natural Philosophy 1. § 332; A. G. Webster, Dynamics, § 41.

2) Gilt nur, solange keine Sekundäreffekte vorhanden sind; vgl. § 6.

3) Bedingung: keine Sekundäreffekte.

$$J_g = J_s \frac{\varphi\left(\frac{E_g}{E_a}\right)}{1 + \varphi\left(\frac{E_g}{E_a}\right)}.$$

Ich finde empirisch, daß

$$\varphi = \mu \sqrt{\frac{E_g}{E_a}},$$

wo μ eine Konstante der Röhre ist, die Verhältnisse der von mir untersuchten zylindrischen Röhren einigermaßen befriedigend wiederzugeben pflegt. Die Ausdrücke für Anodenstrom und Gitterstrom lauten dann

$$J_a = J_s \frac{\sqrt{E_a}}{\sqrt{E_a} + \mu\sqrt{E_g}}$$

und

$$J_g = J_s \frac{\mu\sqrt{E_g}}{\sqrt{E_a} + \mu\sqrt{E_g}}.$$

§ 5. Zur experimentellen Prüfung vorstehender Überlegungen und zur Ermittlung sekundärer Einflüsse (sekundäre Elektronenemission) wurden zwei Verstärkerröhren mit möglichst gutem Vakuum ausgesucht, eine Telefunkenröhre E. V. E. 173 mit Kupferelektroden und eine Seddigröhre mit Nickelelektroden. In üblicher Weise wurden die Kennliniendiagramme aufgenommen, und zwar möglichst weit in das Gebiet positiver Gitter- und Anodenspannungen hinein.

Zunächst wurde festgestellt, daß bei verschiedenen Heizströmen die Kennliniendiagramme einander exakt ähnlich sind.

Ferner zeigte es sich, daß die Punkte $E_g = E_a$ nahe auf einer horizontalen Graden liegen; sie sind in Fig. 1 als Kreise eingezeichnet.

Ein solches Verhalten ist nach dem in § 3 auseinandergesetzten zu erwarten. Für die anderen Punkte gilt die entsprechende Beziehung nicht mehr, es kommt dort die an den Elektroden auftretenden Emission von Sekundärelektronen zur Geltung.

§ 6. Dieses Phänomen ist wohlbekannt;[1]) es kommt in den E_a-J_a-Diagrammen durch die charakteristische Einbuchtung der Kurven besonders deutlich zum Ausdruck (Fig. 1). Kennt man den primären Anodenstrom, so können diese Diagramme nun zur Ermittlung des an

1) Vgl. z. B. A. W. Hull, Proc. Inst. Rad. Engineers **6.** 63. 1918; Jahrb. d. drahtl. Tel. **14.** 47. 1919; F. Holborn, Telegraphen und Fernsprechtechnik **10.** 1. 1921.

der Anode ausgelösten sekundären Elektronenstromes dienen; man hat dann nur die Differenz von gemessenem und primärem Anodenstrom zu bilden. Zur Festlegung des letzteren stehen uns einerseits die Punkte $E_g = E_a$ zur Verfügung, da sie von Sekundäreffekten nahe unbeeinflußt sind, andererseits der anfängliche Verlauf der Kurven, wo bei den niederen Anodenspannungen die Sekundäremission noch

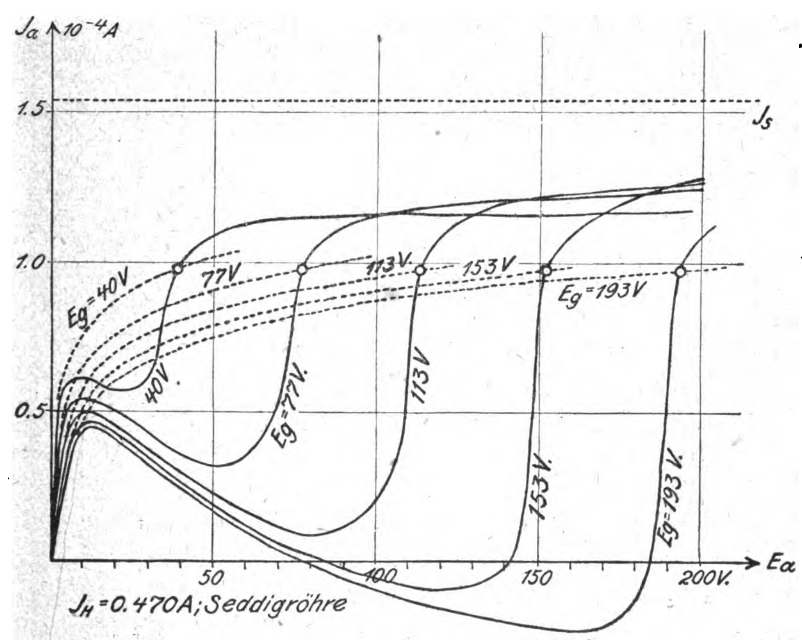


Fig. 1. E_a-J_a-Diagramm, Seddigröhre.

nicht merklich auftritt. Das Zwischenstück muß graphisch interpoliert werden. Eine Kontrolle bietet der Umstand, daß Punkte von gleichem Verhältnis $E_g : E_a$ auf einer Horizontalen liegen müssen. Die auf diese Weise ermittelten primären Anodenströme sind in Fig. 1 gestrichelt eingezeichnet.

In Fig. 2 ist der „sekundäre Anodenstrom“ J_a' als Funktion der Anodenspannung E_a in Prozenten des „primären Anodenstromes“ J_a dargestellt. Die Gitterspannung dient, wie in Fig. 1, als Parameter. Dieser sekundäre Anodenstrom tritt naturgemäß nur auf, solange die Gitterspannung höher ist als die Anodenspannung. Wir sind auf diese Weise zu einem Verfahren gelangt, auf einfache, wenn auch nicht

sehr genaue Weise, die sekundäre Elektronenemission von Metallelektroden zu messen.

§ 7. Interessant ist ein Vergleich unserer Resultate mit den sorgfältigen Messungen von Gehrts[1]) einerseits und Millikan und Barber[2]) andererseits. Die Ergebnisse dieser Messungen sind in Fig. 2 durch gestrichelte Linien angedeutet; alle Kurven beziehen sich auf das Material Kupfer. Wie man sieht, liegen unsere Werte zwischen

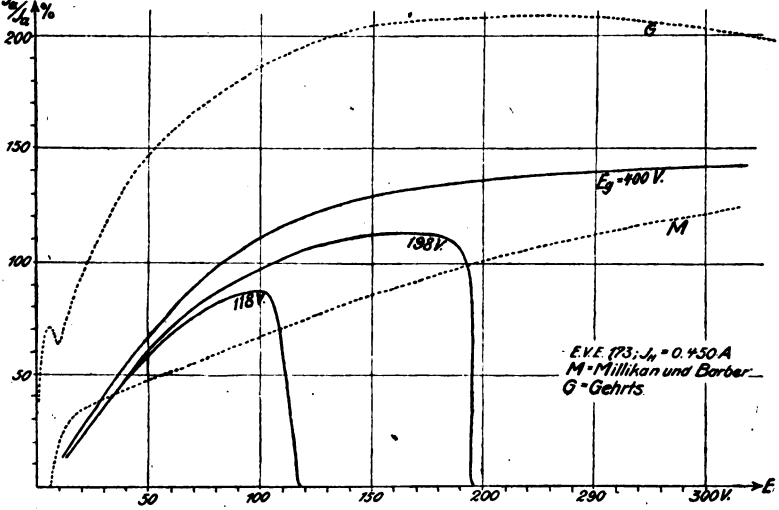


Fig. 2. Sekundärelektronenemission an der Kupferanode.

denen von Gehrts und von Millikan und Barber. Wir finden mit Millikan und Barber das Gehrtssche Maximum nicht, dagegen ergibt sich wie bei Gehrts und entgegen Millikan und Barber auch ein Effekt bei Spannungen unter 5 Volt. Der Beginn der Kurven wurde zu diesem Zwecke im einzelnen untersucht; als Beispiel möge Fig. 3 dienen, die sich auf die Seddigröhre bei 20 Volt Gitterspannung bezieht. Solche Einsattelungen, wie sie in Fig. 3 bei etwa 6 Volt angedeutet sind, hat Gehrts bei allen untersuchten Metallen in ausgeprägter Weise erhalten. Sie sollen das Gebiet reiner Reflexion von dem Gebiet trennen, wo eigentliche Sekundärstrahlung vorwiegt. Eine nähere Untersuchung über die Ursachen der genannten Abweichungen dürfte von großem Interesse sein.

1) A. Gehrts, Ann. d. Phys. **36.** 995. 1911.

2) R. A. Millikan und I. G. Barber, Proc. Nat. Acad. of Sciences **7.** 13. 1921; I. G. Barber, Phys. Rev. **17.** 322. 1921.

Bemerkenswert ist ferner, daß die Größe des sekundären Elektronenstromes in gewissem Umfang von der Spannung (hier E_g) abhängt, mit der die Elektronen weggeholt werden; dieser Effekt findet sich auch bei Millikan und Barber.

§ 8. Versuche, primären und sekundären Anodenstrom durch ein der Röhrenachse paralleles Magnetfeld zu trennen, führten zu kleinen zuverlässigen quantitativen Resultaten. Dagegen ergab sich,

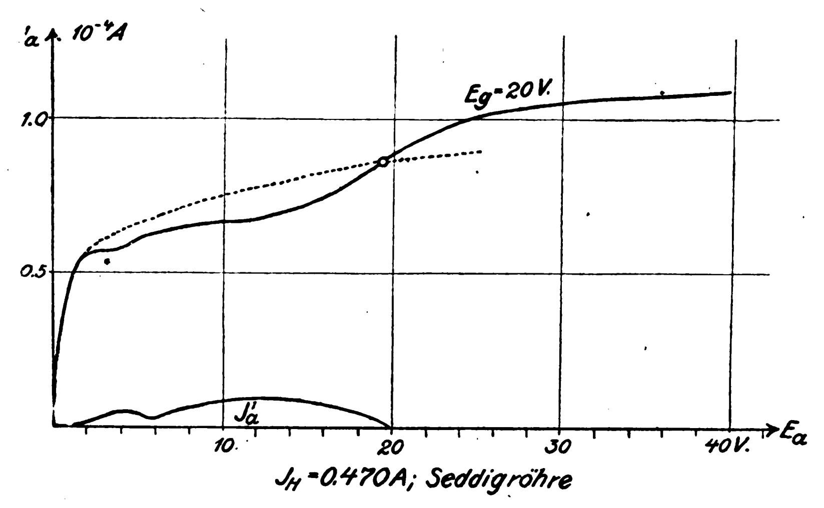


Fig. 3. Sekundärelektronenemission bei kleinen Primärgeschwindigkeiten.

daß mit schiefer werdenden Aufprall der Elektronen auf die Oberfläche der Anode die Sekundäremission wurchs.

Bei der vorliegenden Arbeit wurden Mittel verwendet, die die Stiftung für wissenschaftliche Forschung an der Universität Zürich dem Physikalischen Institut der Universität zur Verfügung stellte; es sei dafür herzlich gedankt.

Ebenso bin ich dem Direktor des Instituts, Herrn Prof. Dr. Edgar Meyer für die Überlassung der Apparate zu besonderem Dank verpflichtet.

Zürich, Physikalisches Institut der Universität, Oktober 1921.

Verstärkerschaltungen in Verbindung mit dem Tintenschreiber nach Weinberger.

Übersetzt von **H. Eales.**

Während die Entwicklung des Tintenschreibers durchgeführt wurde, wurden gleichzeitig Versuche durchgeführt, um ein geeignetes Verstärkersystem durchzuprobieren, dessen Eingangskreis mit dem drahtlosen Empfangssystem an Stelle der Telephone des Empfangsbeamten verbunden werden sollte und dessen Ausgangsstromkreis dem Tintenschreiber einen Gleichstrom von 2 bis 4 Milliampere durch die 1000 Ohm der Schreiberspule zuführen sollte. Außer dieser gewünschten Verstärkung war es noch erwünscht, daß die Verstärkerkreise eine möglichst große Unterscheidung zwischen der Signalhörfrequenz und den atmosphärischen Störungen gewährleisten sollten. Zu diesem Zwecke wurden eine Anzahl von Verstärkerkreisen aufgebaut und Vergleichsversuche mit zwei identischen Tintenschreibern gleichzeitig durchgeführt; dabei wurden die Signale von einem lokalen Schwingungserzeuger[1]) in eine Empfangsantenne geschickt und ihre Intensität reguliert, so daß jedes gewünschte Verhältnis zwischen der Stärke der Signale und derjenigen der natürlichen atmosphärischen Störungen erhalten werden konnte. Die jeweils zu untersuchende Verstärkerschaltung wurde mit einem Tintenschreiber verbunden und ein Normalverstärker mit einem anderen Schreiber; der Ausgangskreis der Empfangsschaltung speiste beide Verstärkerschaltungen gleichzeitig. Auf diese Weise konnte eine genaue und schnelle Untersuchung über die Vorteile jeder beliebigen Verstärkerschaltung angestellt werden. Diese Vergleichsmethode erzielt viel zuverlässigere Ergebnisse als die Methode, aufeinanderfolgende Aufzeichnungen mit demselben Schreiber und verschiedenen Verstärkeranordnungen aufzunehmen; die atmosphärischen Störungen sind bezüglich ihrer Stärke und ihres Charakters von einer Minute bis zur nächsten so außerordentlich veränderlich, daß, wie Versuche ergeben haben, die Methode der aufeinanderfolgenden Versuche zu ganz irrtümlichen Schlußfolgerungen führt.

Die untersuchten Verstärkerschaltungen sind in Fig. 1 dargestellt. In jedem Falle waren die verwendeten Röhren solche der Type UV 202 der Radio Corporation (Glühdraht, 7,5 Volt, 2,35 Amp., innerer Wider-

1) Vgl. hierzu den Aufsatz von J. Weinberger und C. Dreher, „An Oscillation Source for Radio Receiver Investigations“ in der Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 6, S. 584, 1919.



stand 7000 Ohm) die die Normal-Empfangsröhrentype der amerikanischen Stationen darstellt. Die Anoden wurden mit Gleichstrom von

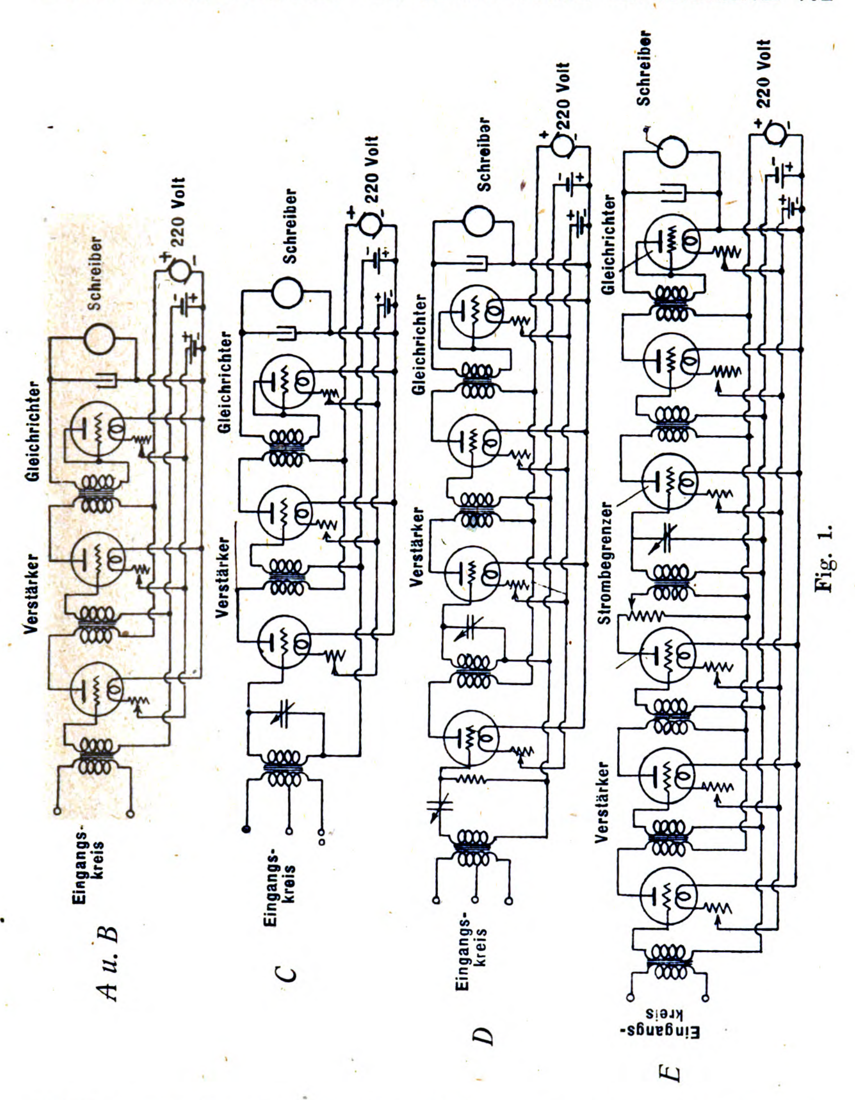


Fig. 1.

220 Volt gespeist, wobei in die Speiseleitungen geeignete Filteranordnungen eingeschaltet waren, um die Kollektorgeräusche zu verringern. Die letzte Verstärkerröhre speiste stets einen Abwärtstransformator,

der mit einer in Reihe mit dem Schreiber liegenden Gleichrichterröhre verbunden war. Fünf verschiedene Niederfrequenzverstärker wurden untersucht, nämlich:

A. Zwei Stufen von nicht abgestimmten Lufttransformatoren der bekannten Century-Type der Federal Telephone and Telegraph Company in Buffalo, New York mit folgenden Konstanten: primär 5300 Ohm Gleichstromwiderstand, 3,4 Henry Induktanz, 9700 Windungen von 3 Mil (0,076 mm) emalliertem Draht; sekundär 37 000 Ohm Gleichstromwiderstand, 75 Henry Induktanz (bei 800 Wechseln), 58000 Windungen von 3 Mil (0,076 mm) emalliertem Draht. Diese Verstärkerschaltung wurde gewählt, um zu untersuchen, ob das Verhältnis $\frac{\text{Signale}}{\text{Störungen}}$ eines eisenlosen Transformators dem von Transformatoren mit Eisenkern überlegen ist.

B. Dieselbe Schaltung wie A., aber mit geschlossenen Eisenkerntransformatoren an Stelle von Lufttransformatoren. Die Transformatoren waren von der Type UV 712 der Radio Corporation und hatten folgende Konstanten: primär 430 Ohm Gleichstromwiderstand, 3 Henry Induktanz bei 1 Milliampere und 800 Wechseln; sekundär 5100 Ohm Gleichstromwiderstand; Verhältnis der Windungszahlen 9 : 1.

C. Eine Stufe mit einem abgestimmten Transformator und darauf folgend eine Stufe mit einem nicht abgestimmten Transformator (Type UV 712, wie im Falle B. Der abgestimmte Transformator bestand aus zwei Spulen, die Primäre hatte 8400 Windungen mit einer Anschlußstelle bei 1200 Windungen (zwecks Verwendung bei Eingangskreisen mit hoher oder niedriger Impedanz); die Sekundäre hatte 29 000 Windungen von 3 Mil (0,076 mm) emalliertem Draht, auf einem gemeinsamen emallierten Eisenkern von 3,5 Zoll (8,85 cm) Länge und 0,5 Zoll (1,27 cm) Durchmesser. Mit einem veränderlichen Kondensator von 0,001 Mikrofarad Kapazität parallel zur Sekundären geschaltet konnte der Transformator auf jede Frequenz im Bereiche von 700 bis 1600 Wechseln abgestimmt werden. Dieser Transformator war das Ergebnis vorangehender Versuche auf ähnlichen Linien, und seine Abstimmung war breit genug, um die normalen Frequenzfluktuationen zu berücksichtigen, die gegenwärtig beim Empfang fremder mit Wechselstrom betriebener Stationen zu gewärtigen sind (annähernd 100 Wechsel über und unter einer mittleren Frequenz von 1000, die eine Stromverminderung bis zu 75 % der vollen Amplitude hervorrufen bzw. einem logarithmischen Dekrement von etwa 0,6 entsprechen.

D. Eine Stufe mit einem abgestimmten Transformatorkreis von

sehr hohem Widerstand, der etwa zu 0,7 des kritischen Dämpfungswiderstandes des Stromkreises gewählt war; auf diese Stufe folgend der gleiche zweistufige Verstärker wie im Fall C., d. h. eine abgestimmte und eine nicht abgestimmte Stufe. Der Zweck dieser Anordnung bestand darin, die Richtigkeit folgender Theorie zu untersuchen:

Die Eigenfrequenz, bei der ein Schwingungskreis schwingt, wenn er stoßerregt wird, ist durch den bekannten Ausdruck

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

bestimmt. Wenn jedoch derselbe Kreis mit einer ungedämpften Wechsel-E.M.K. erregt wird, so wird der maximale Strom fließen, wenn

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

ist. D. h. der Widerstand spielt nur eine Rolle für die Größe der Eigenfrequenz vorübergehender Kreisschwingungen, beeinflußt aber die „Resonanz"-Frequenz nicht. Wird daher der Widerstand gleich 0,7 des kritischen Dämpfungswiderstandes gemacht, so wird der Kreis noch schwingen, aber mit einer Frequenz von 0,7 der Resonanzfrequenz. Bei dem verwendeten besonderen abgestimmten Transformator war dieser Widerstand 300 000 Ohm. Wenn nun auf diesen Kreis ein verhältnismäßig scharf abgestimmter Kreis folgte, so mußte erwartet werden, daß die infolge atmosphärischer Störungen auftretenden freien Schwingungen eine Frequenz von 700 Wechseln haben würden, wenn die Signalfrequenz 1000 Wechsel betrug, und daß dann der abgestimmte Kreis (der auf 1000 Wechsel abgestimmt war) stärker auf die Signale als auf die Störungen ansprechen würde.

E. Ein Verstärker mit Strombegrenzer, darauf folgend Niederfrequenzabstimmung. Dieser Schaltung lag die Theorie zugrunde, daß, wenn die starken Störungen auf eine Amplitude von der Größe der Signale mit Hilfe einer Strombegrenzerröhre verringert würden, es möglich sein müßte, das Verhältnis Signalstärke zu Störung durch „Auswählen" des Signals, das doch eine bestimmte Hörfrequenz hat, mit Hilfe eines scharf abgestimmten Kreises aus den Störungen, die zwar die gleiche Amplitude, aber keine bestimmte Frequenz haben, zu verbessern. Um dies Ergebnis zu erreichen, wurde eine zweistufige Verstärkerschaltung mit nicht abgestimmten Lufttransformatoren vor die Strombegrenzerröhre und hinter diese Röhre ein Verstärker der

Type C geschaltet. Ein Potentiometer im Anodenkreis der Strombegrenzerröhre gestattet den Energiebetrag, der an den Auswählkreis abgegeben wurde, einzustellen, so daß die hiermit verbundene Röhre nicht überlastet wurde.

Die aus zahlreichen Versuchen mit diesen Verstärkerschaltungen gezogenen Schlußfolgerungen waren die folgenden:

1. Lufttransformator- gegenüber Eisenkerntransformatorverstärker (Verstärkertype A gegen Type B): Es wurde kein wesentlicher Unterschied im Verhalten gegenüber atmosphärischer Störungen gefunden; hieraus war zu schließen, daß die besonderen Transformatortypen wechselweise benutzt werden konnten.

2. Abgestimmter gegenüber nicht abgestimmtem Verstärker (Type C gegenüber Type A): Ein abgestimmter Verstärker ist einem nicht abgestimmten bei starken Störungen mäßig überlegen. Dieser Vorteil ist nicht bedeutend, und unter den Bedingungen, die dem Schnellverkehr entsprechen (d. h. für schwache Störungen) besteht kein besonderer Verlust, wenn man von der Abstimmung abgeht. Indessen besteht bei der Verwendung der Abstimmung der Vorteil, daß man andere störende ungedämpfte Hörfrequenzen aussondern kann, z. B. die Kompensationswelle beim Empfang von Lichtbogensendern oder die Telephonleitungsgeräusche, die von Induktionswirkungen von Starkstromleitungen herrühren, mit denen man in jedem System rechnen muß, das eine Drahtübertragung der empfangenen Signale benützt. Man muß sich auch erinnern, daß die in dem Verstärkertransformator zulässige Schärfe der Abstimmung durch die Tatsache begrenzt wird, daß man mit einem bestimmten Betrag der Frequenzfluktuationen des Senders rechnen muß; es ist möglich, daß bei sehr scharf abgestimmten Kreisen größere Vorteile erzielt werden könnten.

3. Abgestimmter Verstärker der Type C gegenüber abgestimmtem Verstärker der Type D: Es wurden keine merkenswerten Unterschiede im Verhalten dieser beiden Typen gefunden; es wurde daraus geschlossen, daß die besondere Komplikation der Type D keine Vorteile bietet.

4. Abgestimmter Verstärker der Type C gegen die Begrenzerschaltung mit darauf folgender Niederfrequenzauswahl, Type E.

Bei den dargestellten Kreisen wurde gefunden, daß die Störungen eine leichte Tendenz hatten, die Buchstaben bei der Type E stärker zu verstümmeln als bei dem einfachen abgestimmten Verstärker. Diese Wirkung mag zurückzuführen sein auf die Tatsache, daß ein Störungskrach aus vielen sich überlappenden Impulsen besteht, und

daß, wenn das Signal zu diesen hinzutritt, die Begrenzerröhre zeitweise kein Signal an den auswählenden Hörfrequenzkreis weitergibt. Daher wurde ein Buchstabe in diesem Falle unangenehmer zerstückelt als im Falle eines abgestimmten Verstärkers, der vor dem Auswählerkreis keine Strombegrenzerröhre besitzt.

Aus diesen Untersuchungen wurde daher geschlossen, daß der abgestimmte Verstärker der Type C gegenwärtig der beste war zum Zusammenarbeiten mit dem Schreibapparat.

Drahtlose Schnelltelegraphie[1]).

Von **A. G. T. Cusins.**

(Aus: Journal of the Institution of Electrical Engineers Bd. 60, 1922, Seite 245.

Übersetzt von **M. Kagelmann.**

Die Abhandlung besteht zum größten Teil aus schriftlichen Versuchsberichten, die das Ziel hatten, die drahtlosen Einrichtungen so einfach und so leicht als möglich zu gestalten. In einem modernen Kriege von großer Ausdehnung bestanden große Schwierigkeiten in der Heranziehung eines Personals, das mit geringen Kenntnissen empfindliche und technisch schwierige Apparate bedienen konnte. Einfachheit in der Bedienung einer solchen Apparatur ist also von weittragender Bedeutung. Die Versuche sind nun auf einer Stufe angelangt, auf welcher durch praktische Arbeit gezeigt wurde, daß Apparate hergestellt werden können, die, in den Händen des Bedienungspersonals mit durchschnittlichen Fähigkeiten, dasselbe befähigen, sowohl die Sende- als Empfangseinrichtungen zu bedienen, wobei es gleichgültig ist ob direkt oder ferngetastet bzw. fernempfangen wird, und dies bei allen Geschwindigkeiten bis zum Maximum des Wheatstoneapparates.

Damit die drahtlose Telegraphie gegenwärtig wirklichen Erfolg und eine beträchtliche ausgedehnte Verwendung in der Zukunft erlange, müssen gewisse Tatsachen beleuchtet werden. Die kürzlich in Paris stattgefundene internationale Konferenz enthüllte die beunruhigende Tatsache, daß der Äther bereits in Gefahr ist, überfüllt zu werden.

---

1) Anm. des Übers. s. auch Elektrot. Z. 1921. Heft 27: F. Banneitz „Über Versuche und Erfahrungen mit drahtloser Schnelltelegraphie bei der Reichspost."

Selbst wenn die Reinigung des Empfanges, die durch die Selektivität erreicht ist, d. h. der prozentuale Unterschied in der Frequenz, bei welcher 2 gleichzeitige Übermittlungen gut empfangen werden können, und die Fortschritte, die beim Senden und Empfang gemacht worden sind, in Rechnung gezogen werden, selbst dann ist der Frequenzumfang, über den ein Arbeiten möglich ist, sehr begrenzt. Zwischen der oberen und unteren Grenze, sagen wir 6000000 bis 6000, oder in Wellenlängen 50 bis 50000 m, ist die Auswahl weiterhin begrenzt durch die gegenseitige Abhängigkeit der 3 Faktoren: Energie, Frequenz und Entfernung. Da die gegenseitige Beeinflussung zwischen sehr großen Stationen sich mehr bemerkbar macht, so wird ihre Verwendung auf den Verkehr mit Übersee beschränkt sein, wo die Entfernung der bestimmende Faktor ist. Für kürzere Entfernungen ist vorgeschlagen mittlere Stationen zu bauen, die begrenzte Verwendungsmöglichkeit haben und untereinander im Weiterbeförderungsverkehr stehen. Ein solches System müßte eine geographische Verteilung der Wellenlängen benutzen, so daß die gegenseitige Beeinflussung eine sehr geringe ist; an Stelle der augenblicklichen nationalen Reibereien würde sich dieses sehr elastisch und ausdehnungsfähig erweisen. Um vollen Gebrauch von einem solchen System zu machen ist notwendig, daß es durch Verwendung von Empfangsselektionen und hohen Arbeitsgeschwindigkeiten wirtschaftlich wird. In die Arbeitsgeschwindigkeit muß leichte Übertragungsmöglichkeit von und zur zugehörigen Poststation über Draht oder drahtlos eingeschlossen sein.

Solch ein System wurde hier entwickelt. In seiner Gestalt ist es eine ortsfeste Type, d. h. die Aufbau, Abbau- und Fortschaffungsarbeit ist eine solche, daß sie durch den Nachrichtenstab einer größeren Armeeformation, z. B. eines Korps, vorgenommen werden kann. In den weniger zwingenden Verhältnissen des Geschäftsverkehrs in Friedenszeiten scheint kein Grund vorzuliegen, warum dieses System nicht zu einer hohen Stufe von Vollkommenheit und Leistungsfähigkeit gebracht werden soll. Als der Grabenkrieg und mit ihm die praktischen dauernden Drahtverbindungen in den Bewegungskrieg von 1918 überging, machte sich die Unzulänglichkeit der drahtlosen Telegraphie, wie damals bekannt, fühlbar.

Es waren Aufgaben von allgemeinem Interesse zu lösen. Die wichtigsten waren:

1. In welchem Zwischenraum im Verhältnis zur Wellenlänge und Entfernung kann Empfang in der Nähe einer gleichzeitig sendenden Station ausgeführt werden? Im Kriege bedeutet das: kann eine kleine

drahtlose Station Duplexverkehr machen und ihre Leute zur gleichen Zeit befriedigend verwenden? Wieviel drahtlose Stationen können pro Quadratmeile Kampfgebiet eingesetzt werden?

2. Kann etwas gegen atmosphärische Beeinflussung getan werden? Später entstanden die folgenden beiden Aufgaben:

3. Kann schnell vom drahtlosen zum Drahtverkehr übergegangen werden? Mit anderen Worten: können dieselben Endempfangsapparate und dasselbe Bedienungspersonal für beide Arten des Verkehrs verwendet werden?

4. Ist einige Aussicht vorhanden, starken Verkehr mit mehr als Handtempo zu bewältigen?

Wenn wir überlegen, enthält der letzte Punkt alles übrige.

Die Aufgabe kann also wie folgt gestellt werden: Kann die Verwendung der drahtlosen Telegraphie so gestaltet werden, daß mit gewöhnlichen Endapparaten entweder mit Hand- oder Schnellbetrieb gearbeitet werden kann, und ist es möglich, die Weiterleitung zum oder von jedem Draht oder auf dem drahtlosen Wege mit solcher Selektivität auszuführen, daß der Mensch ausgeschaltet werden kann? Kann man von atmosphärischen Störungen ziemlich frei kommen und zugleich nur solche Sendeenergie fordern, wie sie für den Feldgebrauch beschafft werden kann? Diese Aufgabe ist von solch allgemeinem Interesse, daß der Stand, auf den sie durch die Armee gebracht worden ist, allgemein bekannt gemacht wird.

Während einiger Versuche für rein militärische Zwecke zeigte sich deutlich, daß das von L. D. Turner erfundene und in einem Aufsatz: „Das Röhrenrelais, eine Selbstschwingvorrichtung“ [1]) beschriebene Röhrenrelais die automatischer Weitergabe der Zeichen befriedigend ausführte.

In einem sehr klaren einleitenden Bericht über die Anwendungsmöglichkeit des Röhrenrelais für den Empfang von Zeichen mit hoher Geschwindigkeit legt Captain Turner Gewicht auf mehrere Eigenschaften, die eine wirklich befriedigende Schnellempfangsapparatur besitzen muß. Es mag ihm eine Befriedigung sein zu wissen, daß, obgleich wir nicht imstande waren, alle Aufgaben zu lösen, die er darin gestellt hatte, er die Reihe der Aufgaben nahezu erschöpfte und deutlich den Weg zeigte.

Die Haupteigenschaften des Röhrenrelais sind:

1) (Journal E. E., Bd. 57, Nachtrag, S. 56.)



1. Es ist außerordentlich selektiv.

2. Es zeigt deutliche Vorzüge von 50 zu 1 für ungedämpfte gegen gedämpfte Wellen und bildet so in gewissem Umfange einen Schutz gegen atmosphärische Störungen und ungedämpfte Sender.

3. Es gibt ein Mittel in die Hand, wodurch ein Ortsstrom beträchtlich und schnell geändert werden kann (durch die Wirkung eines verhältnismäßig schwach ankommenden Zeichens).

Es ist in der Tat ein brauchbares Relais.

Betrachten wir die Aufgabe, die örtlichen Störungen zu vermindern, so wurde die Aufmerksamkeit natürlich auf den Rahmen gerichtet. Er ist die beste Empfangsantenne für alle die Zwecke, wo er verwendet werden kann. Aber der Gebrauch des Rahmens und der gleichzeitige Wunsch, die für die Übermittlung nötige Sendeenergie herabzusetzen, forderte verdoppelte Arbeit an dem Problem der Verstärkung. Hier wurde wieder festgestellt, daß es nützlich wäre, dem Relais, wie selektiv es auch sein möge, die ankommenden Zeichen durch einen hochselektiven Hochfrequenzverstärker zuzuführen, der die Eigenschaft besitzt, die Zeichen in der gewünschten Wellenlänge endgültig herauszusieben.

Um daher zu einer Lösung des ganzen Problems zu gelangen, wurden Versuche begonnen, die Verwendbarkeit des Röhrenrelais durchzuprüfen, die Frage des Rahmenempfangs zu erforschen und einen wirklich befriedigenden, abgestimmten Hochfrequenzverstärker zu entwickeln.

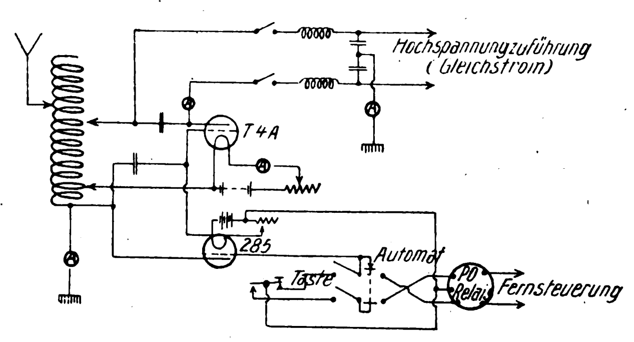
Senderseite.

Um im Felde Nachrichten mit hoher Geschwindigkeit übermitteln zu können, dürfen selbstverständlich komplizierte Apparate nicht in Frage kommen. Wir müssen den Wheatstone verwenden können; seine Anwendung muß so einfach wie möglich sein.

In diesem Zusammenhange sei erwähnt, daß wir dies jetzt bei Stationen bis zu 6 KW können. Dafür sind wir den Herren Dr. Brydon, Captain Johnson und Captain Whittaker Swinton verpflichtet, den Offizieren, die die technische Aufgabe hatten, den letzten militärischen Sender zu entwickeln. Diese 6 KW-Sender tasten wir nun mit einer gewöhnlichen Einfachstromtaste direkt im Stromkreis ohne irgendeine mechanische Vorrichtung dazwischen zu schalten.

Für Ferntastung, entweder mit Hand- oder Schnellsender, ist die Taste durch ein Creed Relais ersetzt. Die Tastung ist praktisch funkenfrei, trotzdem die Hochspannung bis auf 9000 Volt ansteigt. Für kleine Stationen von ungefähr 2 KW, wie sie jetzt zwischen Aldershot

und Köln arbeiten, wurden Versuche mit einer Anordnung gemacht, die schon mit Erfolg für Telephonie über lange Strecken benutzt worden ist. Diese besteht darin, daß der Anodenstromkreis einer kleinen Steuerröhre als Gitternebenschluß zur Hauptsenderöhre benutzt wird. Wenn im Gitterkreis der Steuerröhre gearbeitet wird, wird sich der Widerstand ihres Anodenstromkreises in weitem Maße ändern und die Schwingungen der Hauptsenderöhre auf ihre volle Amplitude anschwingen lassen. Diese Methode der Steuerung ist so empfindlich,



Schnellsender für ungedämpfte Schwingungen m. Anordnung z. Tasten in hohen Geschwindigkeiten

Fig. 1.

daß es, wenn man einen nicht abgeänderten Post-Wheatstonesender benutzt, leicht möglich ist, den Gitterkreis der Steuerröhre zu schließen, wenn ein Zeichen gegeben werden soll, und die erforderliche Spannung an das Gitter zu legen, um so die Schwingungen des Hauptsenders während des Zwischenraums abzusperren. Dieser Vorgang erfolgt mit genügender Schnelligkeit für alle in Frage kommenden Absichten und Zwecke. Wenn z. B. 50 Schwingungen nötig wären, um die Schwingungen der Hauptröhre auf den vollen Wert zu bringen, würde bei einer Wellenlänge von 1500 m nur eine Zeit von $^1/_{40\,000}$ Sekunde verloren gehen.

Fig. 1 zeigt den Stromlauf der Schaltung. In dieser ist der Wheatstonesender entfernt vom Funksender aufgestellt. Die Zeichen werden dem letzteren durch ein Postrelais zugeführt. Dies erlaubt selbstverständlich ein Telegramm von einem Amt, in beliebiger Entfernung von der drahtlosen Sendestation zu senden, ohne die Zeichen beim Übergang von Draht auf drahtlos umzutelegraphieren. Eine solche Anordnung ermöglicht es dem bedienenden Beamten, seine Sende- und Empfangsapparate (Taste oder Wheatstone) in einem Raume zu haben

und seine Antworten durch eine Sendestation, die in einiger Entfernung errichtet ist, zu senden. Dieses System, Ferntastung genannt, eröffnet die Möglichkeit des Duplexarbeitens. Die gezeigte Schaltung kann mit Hochspannungsgleichstrom, welcher der Hauptsenderöhre zugeführt wird, gebraucht werden.

Die gegenwärtige Station in Aldershot, welche jetzt mit Köln arbeitet, wirkt auf eine Antennenanlage von zwei 300 Fuß- (91 m) Drähten zwischen 70 Fuß- (21 m) Masten. Der Erdwiderstand beträgt 6 Ohm, die Antennenstromstärke 10—12 Amp. Diese Energie hat sich unter angemessenen Bedingungen für regelmäßiges Arbeiten als genügend erwiesen. Es ist dabei vorgekommen, daß eine wichtige Nachricht mit Handübermittlung und Hörempfang wegen Luftstörungen nicht ankam, während dieselbe Nachricht bei Übermittlung durch Schnellbetrieb mit Schreibempfang gut aufgenommen werden konnte.

Ein etwas größerer Sicherheitsfaktor wird jedoch, soweit sich voraussehen läßt, für die verschiedenen Bedingungen des Heeres nötig sein.

Es ist vielleicht nicht allgemein bekannt, daß die Post Versuche auf dieser etwas schwachen Anlage ausgeführt hat. Der Verkehr zwischen London und Deutschland wird ausgeführt zwischen dem Haupttelegraphenamt London und Aldershot auf Einzelleitung mit Erde, zwischen Aldershot und Köln durch die drahtlose Militärstation und zwischen der Kölner drahtlosen Militärstation und dem deutschen Telegraphenamt über Draht. Die Übermittlung gelang mit verhältnismäßig gutem Erfolge unter Benutzung des Wheatstonesenders und des Creed-Drucker-Empfangs bei einer Arbeitsgeschwindigkeit von 100 Wörtern in der Minute (500 Zeichen).

Empfangsseite.

1. Rahmenempfang.

Da dieses Verfahren gut bekannt ist, soll nur bemerkt werden, daß es durch seine Richtwirkung ein bequemes Mittel gibt, viele Störer auszukoppeln. Für kleinere und mittlere Stationen, wo die Raumfrage von Wichtigkeit ist, kann der Rahmen so aufgestellt werden, daß er im Maximum der Beeinflussung liegt; das Maximum wird erhalten, wenn die Rahmenfläche parallel zur Verbindungslinie, Sende-Empfangsstation, liegt. Kürzlich angestellte Versuche über die Herabminderung solcher Beeinflussung haben Ergebnisse gezeigt, die in außerordentlichem Maße befriedigten.

Es mag erwähnt sein, daß mit der von Captain Hughes ange-

gebenen Rahmenschaltung die von der 5 KW-Station der Luftstreitkräfte in Kidbrooke gegebenen Zeichen ganz ausgekoppelt werden konnten. Die Entfernung von Woolwich Common betrug gegen 2 Meilen (3,2 km).

2. Hochfrequenzverstärker.

Es ist bekannt, daß es einen Punkt gibt, bei dem das unverstärkte Zeichen zur Betätigung des Detektors nicht ausreicht. Um daher die Detektorröhre zum Gleichrichten zu veranlassen, ist es notwendig, das Zeichen mittels Hochfrequenzverstärkers zu verstärken. Unglücklicherweise hat es sich herausgestellt, daß es sehr schwierig ist, eine Abstimmungsmöglichkeit für Hochfrequenzverstärker zu finden, da sie sehr unbeständig sind und die Eigenschaft haben, leicht selbst zu schwingen, während der unabgestimmte Verstärker für die in Frage kommenden Zwecke den Nachteil hat, daß er alle Zeichen ohne Unterschied verstärkt. Trotzdem wurden mit solchen Verstärkern bei Relaisempfang sehr gute Erfolge erzielt, die nur auf die außerordentliche Selektivität der letzten Anordnung zurückzuführen sind.

Nach vielen Versuchen wurde ein wirklich befriedigend arbeitender, abstimmbarer Hochfrequenzverstärker entwickelt, der sich nach einigen Untersuchungen über seine Arbeitsweise als außerordentlich beständig erwies. Der Verstärkungsfaktor beträgt bei 3 Röhren 750 mit einem dreiprozentigen Selektionsfaktor, d. h. eine Verminderung der Lautstärke auf 30 % des Maximums wird durch eine dreiprozentige Veränderung der Wellenlänge hervorgerufen. Solch ein Apparat ist natürlich, wenn Selektivität gewünscht wird, ein sehr wichtiger Zusatz zur Empfangsapparatur. Eine weitere Beschreibung ist unnötig, da der Apparat in sehr eingehender Weise in einem Aufsatz von Mr. Gaston Mathieu, seinem Erfinder, der kürzlich aus dem Staatsdienst ausgeschieden, behandelt ist.

3, Das Schwingrelais.

(Trigger Relais).

Seine wesentlichsten Eigenschaften mögen hier auseinandergesetzt werden. Fig. 2 zeigt ein Röhrensystem, das ungedämpfte Schwingungen in einer Frequenz, die durch die Werte L und C bestimmt ist, aufrechterhalten kann. Wenn durch eine bestimmte Wellenlänge das Gitter der Röhre im Verhältnis zur Kathode genügend negativ gemacht wird (durch Anordnung einer Gitterbatterie), schwingt das System nicht. Wird von diesem Punkt des negativen Gitterpotentials

heruntergegangen (d. h. die Gittervorspannung in bezug auf den Heizfaden weniger negativ gemacht) dann setzen bei einem kritischen Wert plötzlich Schwingungen ein. Dieser Vorgang ist als plötzliches Schwingen (Trigging) bekannt. Die Gitterspannung, bei der dieses Schwingen eintritt, sei als „Reizschwelle" bezeichnet. Durch Auswahl der passenden Hilfsspannung und Rückkopplung kann das Selbstschwingen ganz plötzlich hervorgerufen werden. Es sei vorausgesetzt, daß das Gitter auf eine Vorspannung gebracht wird, die gerade über der Reizschwelle

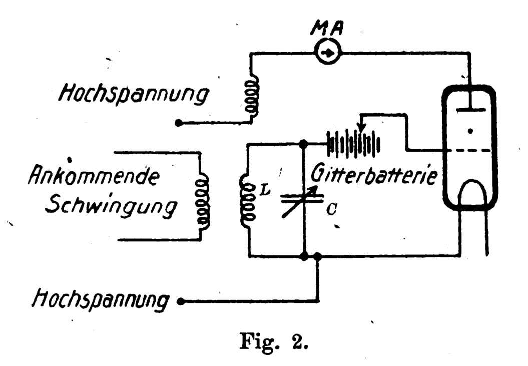


Fig. 2.

liegt. Wir haben gesehen, daß die Röhre durch Abgleichung der Gitterbatterie zum Schwingen gebracht werden kann. Wenn nur eine Schwingung in der Frequenz des Systems die Kopplungsspule *N* (Fig. 2) durchläuft, wird das Gitter gleichzeitig abwechselnd mehr oder weniger negativ gemacht, und die Schwingungen werden einsetzen.

Die praktische Anwendung dieses eben beschriebenen Vorganges soll nun auseinandergesetzt werden. Durch Wahl eines passenden Wertes des Anodenstroms, der durch das Milliamperemeter (*Ma*) fließt, sollen die Schwingungen auf einen ganz kleinen Wert vermindert werden. Wenn ein Selbstschwingen eintritt, wird der Anodenstrom plötzlich auf einen großen Wert ansteigen, von ungefähr 2 auf 20 *MA*, wie er für die zu betätigenden Stromkreise gebraucht wird. Dieser Strom ist fähig, nützliche Arbeit zu leisten und kann, wie beschrieben, durch die ankommenden Schwingungen, welche das empfangene Zeichen sein mögen, hervorgerufen werden.

Fig. 3 zeigt den Vorgang. Der Anodenstrom braucht in Wirklichkeit Zeit, um auf seinen vollen Wert anzuwachsen. Betrachtet man indessen die Gitterspannung allein, so kann das Hauptanschwellen dieses Anodenstroms innerhalb einer Gitterspannungsänderung von 0,1 Volt oder weniger hervorgerufen werden.

Ein wichtiger Punkt, der zu berücksichtigen ist, ist der, daß die Änderung der Zusatzgitterspannung, die genügte, die Röhre zum Schwingen zu bringen, nicht genügte, die Schwingungen abzubrechen, wenn sie einmal eingesetzt hatten. Es ist daher augenscheinlich, daß

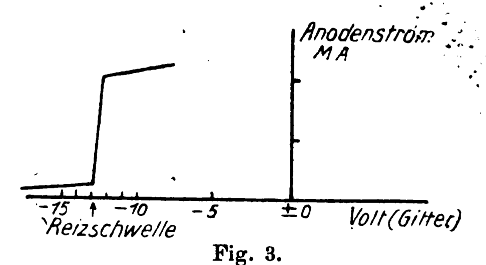


Fig. 3.

die Röhre, nachdem sie einmal schwingt, ohne Rücksicht auf die ankommenden Schwingungen weiterschwingt, bis die Schwingungen durch andere Mittel unterdrückt werden. Der Vorgang, der das Abreißen der Schwingungen verursacht, wird „Löschen" (Quenching) genannt, und ein befriedigendes Löschen ist eine der schwierigsten Seiten des Problems.

Captain Turner hat in seiner ursprünglichen Anordnung ein Standard Relais, Posttype, in den Anodenkreis der Schwingröhre geschaltet.

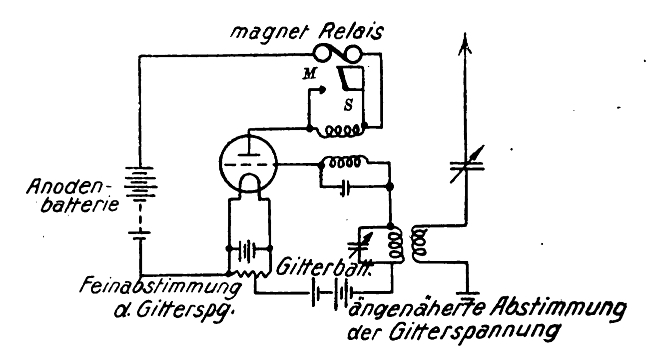


Fig. 4.

Dieses Relais ist mit Nr. 44 SWG-Kupferdraht neu gewickelt worden. Das Relais hing nach Trennkontakt (*S*); beim Arbeiten des Anodenstroms legt sich die Zunge vom Trennkontakt (*S*) zum Arbeitskontakt (*M*) um (Fig. 4). Durch Schließen des Kontaktes *M* wurde die Rückkopplungsspule im Anodenkreis kurzgeschlossen und so die Röhre „gelöscht". Sobald die Zunge *M* verließ, wurde ein Nebenschluß von

der Schreibapparatur entfernt, so daß sie arbeiten konnte. Es ist daher zu ersehen, daß, solange die Röhre zum Schwingen gebracht wurde, die Relaiszunge, die den Trennkontakt verlassen hatte, fortgesetzt den Kontakt *M* öffnete und schloß. Immer, wenn die Zunge den Arbeitskontakt berührte, wurde die Röhre gelöscht und daher der Anodenstrom unterbrochen; wenn dagegen die Zunge vom Kontakt *M* abfiel, fing die Röhre wieder an zu schwingen usw.

Der erste Kontakt der Zunge mit *M* nach dem Aufhören der Schwingungsbeeinflussung löschte zuletzt die Röhre, und die Relaiszunge fiel zum Kontakt *S* zurück, schaltete die Schreibapparate ab und ließ das System für das nächste Zeichen vorbereitet. Fig. 4 (dem Aufsatz von Captain Turner entnommen) zeigt die Anordnung des elektromagnetischen Relais.

Um die Vortrefflichkeit und die Verwendungsmöglichkeiten des Röhrenrelais voll zu würdigen, sollte Captain Turners Aufsatz sorgfältig studiert werden. Es sei hier nur gesagt, daß das Relais einen bemerkenswerten Vorzug für ungedämpfte Zeichen gegenüber gedämpften Zeichen besitzt und außerordentlich selektiv ist. Der ideale Zustand würde erreicht sein, wenn das schwingende Röhrensystem in genauer Abstimmung mit den ankommenden Schwingungen wäre. Es wurde sehr bald festgestellt, daß das Relais in seiner ursprünglichen Form bei hohen Geschwindigkeiten infolge der Löschanordnung versagen würde. Hier ist in erster Linie durch die mechanische Geschwindigkeit der Relaiszunge des magnetischen Relais eine Grenze gezogen. Um also eine Löschung des Stromes im Anodenkreis zu erhalten, ist es notwendig, ihn auf seinen kleinsten nicht schwingenden Wert herabzudrücken. Dieser Strom braucht Zeit, um abzuklingen, und die notwendige Zeit wird größtenteils bestimmt durch die Windungen des magnetischen Relais. Damit das Relais, wie es angeordnet ist, arbeiten kann, müssen die Windungen notwendigerweise große Selbstinduktion besitzen, und deshalb ist die für das Löschen nötige Zeit relativ hoch, und das Zeitmaß oder die Anzahl der Löschungen pro Sekunde genau begrenzt. Dies bestimmt die Geschwindigkeit, mit der ein Empfang der Zeichen möglich ist; denn um exakte Morsezeichen zu erhalten ist es nötig, viermal während eines Punktes zu löschen. Bei praktischen Versuchen ergab sich als Minimum der erforderlichen Löschungen ungefähr: Wortzahl pro Minute mal 2,7. Um daher z. B. 200 Wörter in der Minute zu empfangen, muß die Löschungszahl wenigstens 540 pro Sekunde betragen.

Frühere Versuche.

Da unter praktischen Bedingungen keine großen Erfahrungen über das Arbeiten eines Röhrenrelais gewonnen werden konnten, wurde angeordnet, Versuche über eine kleine Strecke auszuführen und Erfahrungen zu sammeln, die sich hauptsächlich auf folgende Punkte bezogen:

a) Selektivität-Freisein von Beeinflussung durch andere drahtlose Stationen;
b) angenäherte Lautstärke, die für ein Arbeiten des Röhrenrelais notwendig ist;
c) Empfangsmethode und ihre Anpassung an das Röhrenrelais;
d) Empfindlichkeit gegen atmosphärische Störungen;
e) Geschwindigkeitsgrenze, die durch den Gebrauch des elektromagnetischen Relais, wie es ursprünglich beabsichtigt war, gegeben ist.

Fig. 5 zeigt die Anordnung des Röhrenrelais, wie es für diese Versuche gebraucht wurde. Die Anschlußklemmen „Außenanschluß“

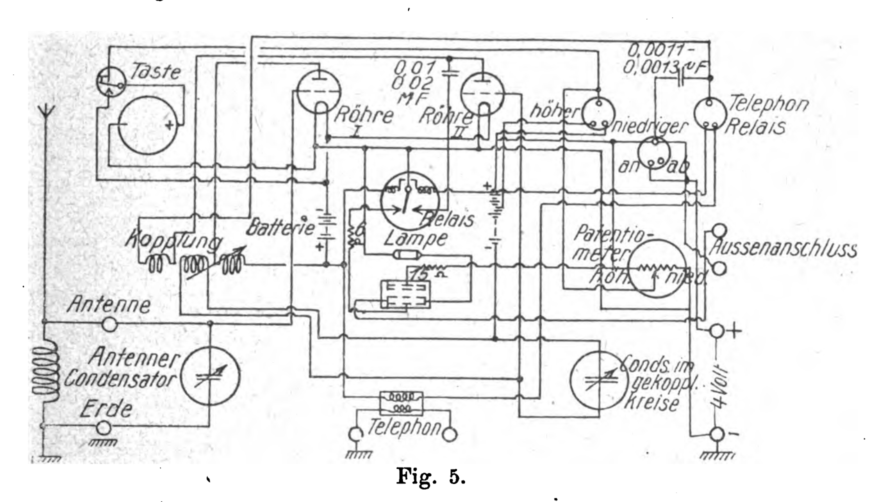


Fig. 5.

wurden verbunden mit einem Postrelais, Type B, welches durch Ausschalten eines parallel zu seinen Spulen liegenden Nebenschlusses eingeschaltet wurde. Der Strom wurde dem 4 Volt-Sammler entnommen, der zur Heizung der Röhrenglühfäden diente.

Die ersten Feldversuche wurden durch Major Fuller und Lieut. Lemon zwischen Woolwich und Bedfort in der Zeit vom 11. bis

18. Juli 1919 ausgeführt und sind insofern von großem Interesse, als sie, soweit dem Verfasser bekannt ist, die ersten Versuche waren, bei denen drahtlose Zeichen automatisch durch einen Postfarbschreiber für hohe Geschwindigkeiten aufgenommen wurden. Bis zu dieser Zeit wurde eine automatische Aufzeichnung hauptsächlich durch das Dictaphon ausgeführt. Mit diesem Apparat vorgenommene spätere Versuche zeigten, daß die Durchschnittsgeschwindigkeit der Aufnahme unter 90 Wörtern in der Minute bleiben mußte, wenn man eine gute Wiedergabe der aufgenommenen Zeichen erzielen wollte.

Die Übermittlung wurde in Woolwich mit einem ungedämpften 250-Watt-Sender mit 1680 m Wellenlänge ausgeführt. Empfangen wurde

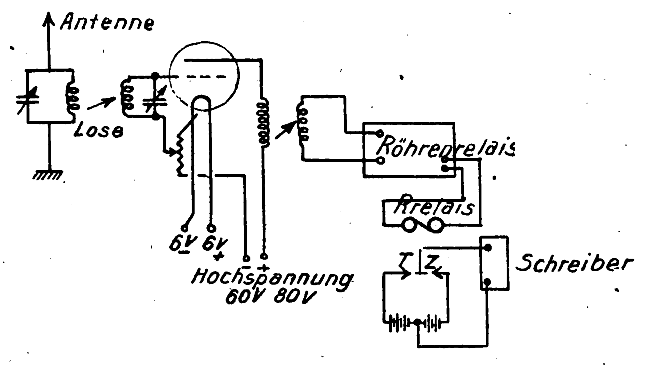


Fig. 2.

in Bedford mit einer zweidrähtigen Feldantenne von 30 Fuß (9 m) Höhe und 150 Fuß (41,7 m) Länge. Fig. 6 zeigt die Empfangsschaltung. Die Einzelheiten des Röhrenrelais sind nicht wiedergegeben, können aber aus Fig. 5 ersehen werden. Der abgestimmte Antennenkreis war lose mit dem abgestimmten Gitterkreis einer abgestimmten Hochfrequenzverstärkerröhre gekoppelt. Die verstärkten Schwingungen übertrugen sich dann vom Anodenkreis dieser Röhre auf den abgestimmten Gitterkreis der ersten (verstärkenden) Röhre des Röhrenrelais. Insgesamt wurden 3 Röhren gebraucht. Durch Anordnung der Spulen wurde dafür Sorge getragen, jede unerwünschte Kopplung auf ein Minimum herabzusetzen um ein Eigenschwingen des Systems zu verhindern. Das Ergebnis dieser Versuche sei wie folgt zusammengefaßt: Die Lautstärke war reichlich, die Abstimmung sehr scharf und das System sehr selektiv. Die Beeinflussung durch stärkere Stationen wurde als sehr klein festgestellt und zeigte sich nur bei einer Wellen-

länge, die innerhalb sehr weniger Meter von der Empfangswellenlänge lag. Die atmosphärischen Störungen waren nicht sehr stark, und diejenigen, die bemerkt wurden, störten den Empfang nicht. Bis zu einer Geschwindigkeit von 30 Wörtern in der Minute traten keine Schwierigkeiten auf, darüber hinaus begann das P. O. Relais jedoch zu versagen. Dies war darauf zurückzuführen, daß in ihm dauernd Strom floß und die Zeichen nur ein Anwachsen des Stromes durch das Kurzschließen des Nebenschlusses zu seinen Spulen verursachten. Daher war ein starkes Hängen nach der Trennseite erforderlich, und es wurde nur Einfachstrom geliefert. Das Röhrenrelais arbeitete einwandfrei. Durch Änderung der Anordnung des Außenrelais wurden während der Versuche Geschwindigkeiten bis zu 62 Wörtern erreicht. Der nachfolgende Auszug aus einem Bericht des Major Fuller, datiert vom 18. Juli 1919, mag von Interesse sein.

Die Versuche waren sehr vielversprechend.

Es sollte festgestellt werden, ob es möglich wäre, mit gewöhnlichen Mitteln genügende Lautstärke für den Schreibempfang zu erhalten, während gleichzeitig die Beeinflussung durch andere Stationen und atmosphärische Störungen vermieden werden sollten. Dieses Ziel scheint erreicht worden zu sein.

Entwicklungslinien. — Röhrenrelais mit schnellen äußerlichen Löschvorrichtungen. Dies sollte einen verhältnismäßig einfachen Apparat mit großer Selektivität versehen und sollte Geschwindigkeitsmöglichkeiten über 100 Wörter pro Minute ergeben.

In Anbetracht der großen Vorteile eines zuverlässigen Schnellempfangssystems sollte beachtet werden, daß die Sendeenergie groß genug genommen wird, um einen genügenden Sicherheitsfaktor zu haben.

Es ist wünschenswert, für jede Station zwei Antennenanlagen zu benutzen. Eine große für Sendezwecke und eine möglichst kleine für den Empfang. Die Frage des Rahmenempfangs sollte nicht aus den Augen gelassen werden.

Es hat sich seitdem als möglich herausgestellt, alles was gefordert wurde, mit dem einfachen Röhrenrelais auszuführen; jedoch soll eine Form der Löschanordnung kurz beschrieben werden.

Es wurden zwei Röhren benutzt, die so angeordnet sind, daß sie auf den Empfang einer Zeichenwelle bzw. einer Zwischenwelle arbeiten. Sie sind also so untereinander verbunden, daß die Bewegung eines mechanischen Relais die Schwingung in dem anderen Röhrensystem und umgekehrt löscht. Fig. 7 zeigt die Anordnung.

Bei der Ankunft eines Zeichens (Fig. 7) schwingt das obere

Röhrensystem und verursacht ein Umlegen der Zunge des magnetischen Relais nach *Z*. Dies betätigt den Schreiber, und gleichzeitig wird der Kurzschluß zur Anodenrückkopplung von der unteren oder Trennstromröhre aufgehoben, so daß diese bei der Ankunft eines Trennzeichens schwingen kann. Die Ankunft eines Trennzeichens bringt das untere Röhrensystem zum Schwingen und legt die Zunge des unteren Relais nach *Z* über. Dieser Kontakt schließt die Anodenspule der oberen Röhre kurz und löscht ihre Schwingungen, was

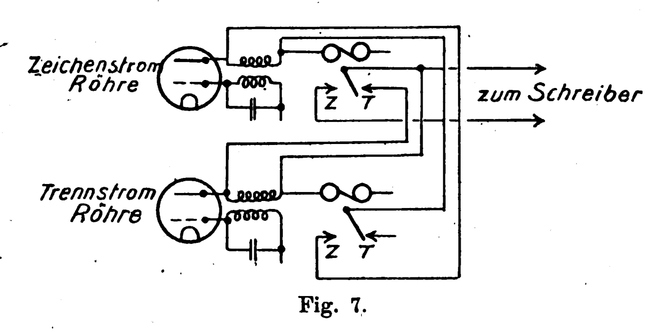


Fig. 7.

wiederum die Zunge des oberen Relais nach *T* zurückfallen läßt, wodurch die Schwingungen der Trennstromröhre gelöscht werden und das ganze System für die Aufnahme des nächsten Zeichens bereitsteht.

Daher hat die Relaiszunge des Zeichenrelais nur in der Geschwindigkeit der ankommenden Zeichen zu arbeiten, und es ist ersichtlich, daß mit diesem System größere Geschwindigkeiten erreicht werden können als mit dem ursprünglichen.

Aus den Bedforder Versuchen ergaben sich zunächst die folgenden beiden Forderungen:

a) Schnellere und sichere Löschung,

b) Mittel, um mehr Strom zu erhalten, der für das zuverlässige Arbeiten des P. O. Relais, das den Schreiber betätigt, nötig ist.

Schnell-Unterbrecher (Löscher).

Es ist schon auseinandergesetzt worden, daß ein Schnellunterbrecher nicht mittels eines magnetischen Relais, das in dem Anodenkreis der Schwingröhre eingeschaltet ist, erhalten werden kann. Die Selbstinduktion der Relaisspulen genügt, um ein schnelles Unterbrechen zu verhindern. Das Relais wurde daher aus dem Anodenkreis entfernt und durch einen induktionsfreien Widerstand ersetzt. Es wurden dann Versuche gemacht, die Anodenrückkopplungsspule kurz zu

schließen und so ein Löschen mit Hilfe eines sehr schnell gedrehten Kollektors hervorzurufen. Fig. 8 zeigt die Anordnung. Die einfach erscheinende Erfindung verursachte, obgleich sie einen wirklich zuverlässigen und befriedigenden Unterbrecher lieferte, viele Störungen. Eine Zeitlang wurde angenommen, daß einige dieser Störungen durch die Streuung des Motors und durch die Unterbrechungsfunken der

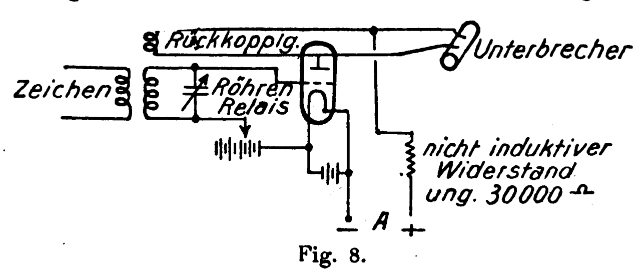


Fig. 8.

Kollektorbürsten hervorgerufen würden. Der Kollektor wurde daher von dem Motor, der von dem Röhrenrelais entfernt aufgestellt wurde, getrennt und mittels eines langen Treibriemens angetrieben.

Dies schien eine Verbesserung zu bringen und wurde lange benutzt. Eine viel größere Verbesserung wurde dadurch erzielt, daß die Bürsten an dem Kollektor so angeordnet wurden, daß die Kurzschlußperiode bei jeder Umdrehungsgeschwindigkeit beobachtet werden kann. Mit dem induktionsfreien Widerstand an Stelle der Relaisspulen wurde festgestellt, daß eine außerordentlich kurze Kurzschlußzeit zum Löschen genügt, und je kürzer diese Zeit gemacht wurde, um so besser und zuverlässiger war die Tätigkeit des Röhrenrelais. Die Kollektoranordnung lieferte für die weiteren Versuche einen genügend guten Löscher.

Um einen Strom zu erlangen, der den ankommenden Zeichen entsprach und stark genug war, das P. O. Relais bei großen Geschwindigkeiten zu betätigen, wurde der nicht induktive Widerstand in Fig. 8 mit einer Röhre (wie bei *B* in Fig. 9 gezeigt ist) verbunden. *R* hat die Größenordnung von 30000 Ohm. Das Gitter der Röhre *V* ist negativ gehalten, so daß der Strom aus der Anodenbatterie sehr klein ist.

Kommt ein Zeichen an, so schwingt die Schwingröhre, und ihr Anodenstrom, der *R* durchfließt, mag dann gut über 2 MA sein. Durch *R* wird eine Spannungsdifferenz von 60 Volt hervorgerufen, wobei *A* in bezug auf *B* negativ wird. Daher wird das Gitter von *V* solange der Strom (oder das Zeichen) andauert, gegenüber dem

Heizfaden auf 60 Volt über seine Normalspannung gehalten bzw. wird 60 Volt mehr positiv. Dies erlaubt dem Anodenstrom von V, der das P. O. Relais durchfließt, sehr groß zu werden, so daß er das Relais

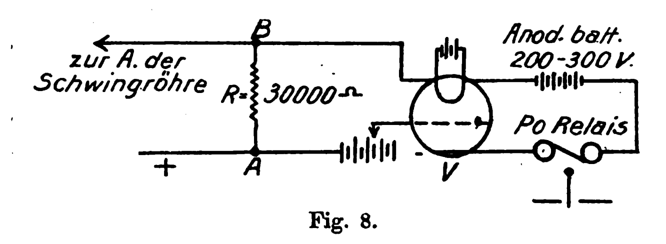


Fig. 8.

betätigt. Die Spulen des in dieser Schaltung verwendeten Relais sind mit Nr. 44 SWG-Draht bewickelt.

Es wurde nun eine Probeempfangsstation errichtet und die ersten Versuche zwischen Woolwich und Salisbury (150 km) ausgeführt. Fig. 10 zeigt die Empfangskreise. Woolwich sandte auf einer Welle

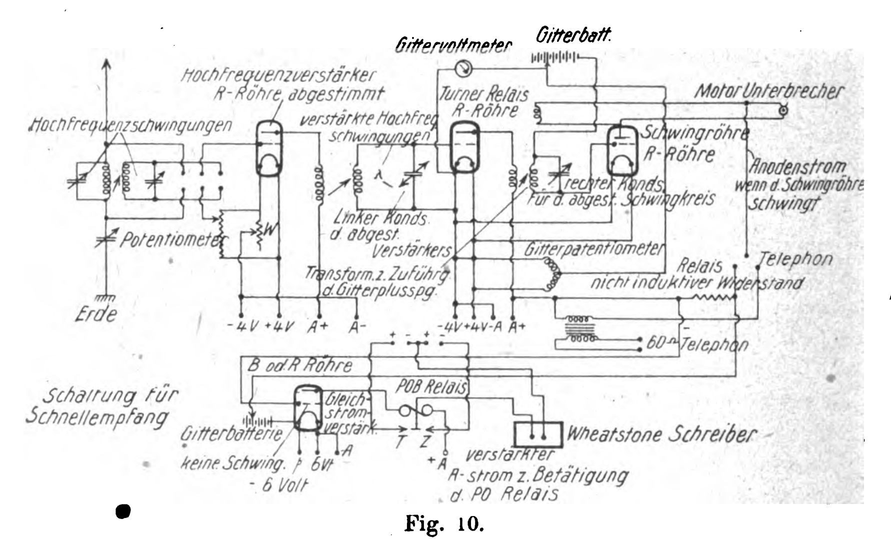


Fig. 10.

von 1550 m mit 200 Watt. Salisbury empfing mit einer T-Antenne von 48 Fuß (16,6 m) Höhe und über 150 Fuß (45,7 m) Länge. Die Versuche waren vollständig zufriedenstellend; es wurden bei 100 Wörtern pro Minute saubere Aufnahmen erzielt. Die Empfangsstation wurde dann nach Weymouth (200 km von Woolwich) verlegt, wo die

Versuche am 11. November 1919 wiederholt wurden. Bei dieser Gelegenheit waren die atmosphärischen Störungen sehr heftig und störten zwischen 6 und 9^{40} nachm., nachdem waren sie weniger störend. Durch Anwendung einer sehr losen Kopplung zwischen Antenne und Zwischenkreis war es möglich, durch diese atmosphärischen Störungen hindurch zu empfangen. Auch mit einem kleinen Rahmen (1 m im Quadrat) wurden Versuche angestellt, und es zeigte sich, daß es möglich war zu schreiben; aber die Empfangslautstärke reichte dann gerade aus, und es fehlte ein Sicherheitsfaktor.

Es war erforderlich, die Versuche zwischen London und Weymouth zu verlängern, um das System auf Zuverlässigkeit prüfen zu können, um herauszufinden, welche Anordnungen für die Abwicklung des praktischen Verkehrs nötig seien, und wieviel Verkehr wirklich gut abgewickelt werden könnte, wenn an jedem Tage zu bestimmter Zeit gearbeitet werden würde.

Diese Versuche entsprachen den Erwartungen. Presseauszüge wurden von Woolwich aus gesandt und wurden in Weymouth auf einem Morsestreifen geschrieben. Es stellte sich heraus, daß der Durchschnitt der während der Arbeitszeit geschriebenen Wörter z. B. am 5. Dezember über 75 pro Minute betrug. Die Versuche wurden am 6. Dezember morgens eingestellt, als während der Übermittlungszeit von 11^{27}—11^{35} morgens 901 Wörter in 8 Minuten geschrieben wurden.

Um diese Zeit herum wurden andere Methoden und Veränderungen vorgeschlagen, und es zeigte sich, daß sehr viel größere Schnelligkeiten erreicht werden konnten. Es wurde jedoch beschlossen, mit dieser Methode, die sehr gute Resultate hatte, fortzuarbeiten und Stationen für die Arbeit zwischen London und Köln einzurichten. Diese Stationen wurden nach demselben Plan ausgeführt (siehe Fig. 10). Bei Vorbereitungsversuchen zwischen London und Edinburgh verursachte der Löscher jedoch wieder Geräusche. Nach vielem Suchen wurde die Herkunft der Geräusche in dem Treibriemenantrieb gefunden. Schuld daran schienen Reibungskräfte zwischen Treibriemen und Antriebsrolle zu sein.

Infolge dieser Entdeckung wurde der Unterbrechungskollektor wieder direkt am Motor befestigt und dafür Sorge getragen, ihn störungsfrei zu machen. Die Bürsten wurden also so eingestellt, daß sie sehr leichten Kontakt mit dem rotierenden Kollektor hatten. Durch diese Maßnahme wurden endlich die Unterbrechungsgeräusche, welche nach alledem augenscheinlich in keiner Weise den Induktionskräften

des Motors zuzuschreiben waren, beseitigt. Diese Anordnung wurde dann als Normalsystem für zuverlässiges Arbeiten bis 100 Wörter pro Minute angesehen.

Eine Normalempfangseinrichtung wurde nach Köln gebracht und die Übermittlung von Woolwich aus eingerichtet. Die Sendestation wurde mit Gleichstrom von 5000 Volt versehen; der Antennenstrom betrug bei einer Wellenlänge von 1700 m über 10 Ampere.

Gemäß dem vorher angeordneten Plan war die Übermittlung am Morgen des 8. April 1920 aufzunehmen. Es stellten sich keine Schwierigkeiten ein, und das System war an diesem Morgen vollständig betriebsfähig. Während dieser Empfangsversuche in Köln wurde die Geschwindigkeit bis auf 150 Wörter pro Minute gesteigert und lange Presseauszüge erfolgreich geschrieben.

Löschvorrichtung für höhere Geschwindigkeiten.

Es ist schon festgestellt worden, daß die Unterbrechungszahl (Q) pro Sekunde nicht weniger sein dürfe als die gewünschte Wortzahl pro Minute mal 2,7. Werden 400 Wörter pro Minute als die gewünschte Zahl angenommen, so muß die Zahl der Unterbrechungen

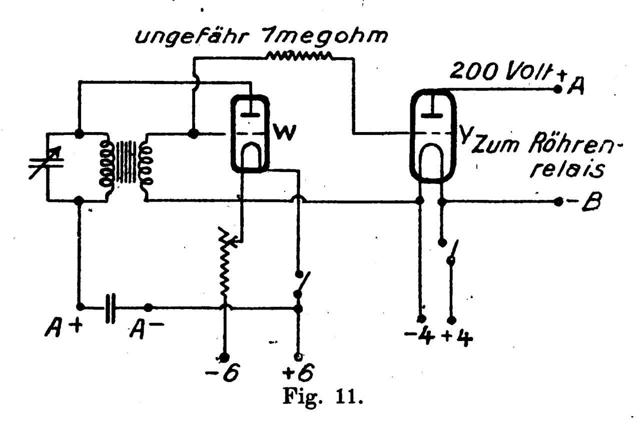


Fig. 11.

(Löschungen) auf 1080 pro Sekunde festgelegt werden. Die vorher beschriebene Methode, einen rotierenden Kollektor mit Bürsten zu benutzen, wurde bei dieser Geschwindigkeit sehr schwierig, da Reibungskräfte das Ergebnis behindern und daher auf ein Minimum reduziert werden müssen. Es wurden verschiedene elektrische Methoden versucht. Fig. 11 zeigt die am meisten befriedigende Anordnung, die eingeführt wurde.

Dieses Verfahren besteht darin, daß es die Schwingröhre des Röhrenrelais nicht wie vorher mit fortdauerndem, sondern mit pulsierendem Hochspannungsstrom versorgt. Daraus ergibt sich in der Schwingröhre nur ein Schwingen während eines Teiles der Zeit, in dem sie mit hochgespanntem Strom versorgt wird; die Schwingungen setzen dann wieder aus. Mit anderen Worten: Es wird ein Löschen während der stromlosen Zeit erreicht. Die Röhre *W* (siehe Fig. 11) schwingt wie ersichtlich in einer bestimmten Frequenz, z. B. von 1000 bis 3000 pro Sekunde. Die Röhre *Y* wird als Röhre im gewöhnlichen Sinne verwendet. Das Gitter von *W* ist über einen großen

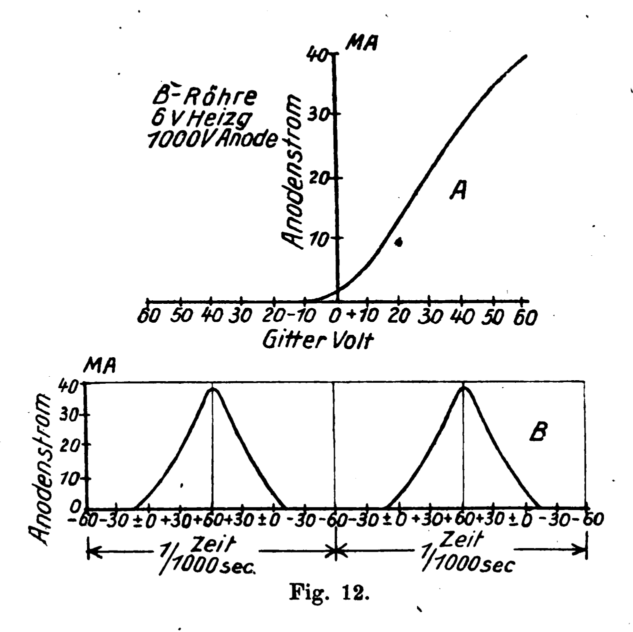


Fig. 12.

Widerstand mit dem Gitter von *Y*, die Heizfäden sind direkt verbunden. Die Folge ist, daß das Gitter von *Y* abwechselnd in der Frequenz von *W* positiv und negativ wird. Die für das Röhrenrelais nötige Hochspannung geht von *A* nach *B*, d. h. durch die Röhre *Y* von der Anode zum Heizfaden. Es ist daher klar, daß, wenn das Gitter von *Y* genügend negativ geladen ist, dem Röhrenrelais kein Strom zugeführt wird. Fig. 12 erklärt den Vorgang. Vorausgesetzt, *A* und *B* (Fig. 11) seien mit dem positiven bzw. negativen Pol einer 100 Volt-Batterie verbunden, vorausgesetzt ferner, daß die Röhre *W* mit 1000 Perioden pro Sekunde schwingt und die Energie eine solche

ist, daß die Gitterspannung Y sich zwischen plus 60 und minus 60 Volt verändert, dann zeigt, wenn A (Fig. 12) die Anodencharakteristik der Röhre Y ist, B in Fig. 12 den Strom, den die 100 Volt-Batterie liefern würde. Durch Einstellung der Frequenz und Energie der Schwingungen von W und durch eine dauernde Beobachtung der Gitterspannung von Y kann die Kurve W nach Belieben in der Form verändert und so eine Bedingung für ein zufriedenstellendes Löschen geschaffen werden. Das Löschen mit Hilfe dieser Anordnung hat sich für alle Sendegeschwindigkeiten, deren der normale Wheatstonesender fähig ist, als befriedigend erwiesen.

(Fortsetzung folgt.)

Der funktelegraphische Zeitzeichendienst.

Von **H. Thurn.**

Ein für die Navigation sehr wichtiges Hilfsmittel ist die genaue Greenwicher Zeit auf See. Zu diesem Zweck führen die großen wertvollen Schiffe mehrere Chronometer mit sich, während die kleineren Dampfer nur ein Chronometer an Bord haben. Die Längenbestimmung wird meistens des Morgens ausgeführt. Einige rasch aufeinanderfolgende Messungen der Sonnenhöhe nebst den zugehörigen Chronometerablesungen liefern das Material für die Berechnung der Abweichung des Chronometers von der richtigen Ortszeit. Der Unterschied zwischen der Ortszeit und der für den gleichen Zeitpunkt gültigen Greenwicher Zeit ist der gesuchte Längenunterschied zwischen den Meridianen beider Orte, ausgedrückt in Zeitmaß (24 Stunden entsprechen 360^0). Vorbedingung bei diesen Längenbestimmungen ist natürlich, daß das Chronometer ganz genaue Greenwicher Zeit angibt.

Es hat sich jedoch bisher in der Technik nicht ermöglichen lassen, ein völlig genau gehendes Chronometer herzustellen, abgesehen davon, daß diese Instrumente bei den lebhaften Erschütterungen, denen der Schiffskörper ausgesetzt ist, nur zu leicht im Laufe der Fahrt geringe Unterschiede gegen die richtige Zeit aufweisen. Ein Fehler von einer Zeitminute aber zieht z. B. auf dem 55. Breitengrade schon eine Abweichung von $^1/_4$ Bogengrad in der Länge, also von 16 km, nach sich. Das Chronometer mußte somit unzweifelhaft an Wert gewinnen, sobald es möglich wurde, dem Seemann die Zeit in regelmäßigen Zwischenräumen durch drahtlose Telegraphie zu übermitteln. Der Seemann kann sich bei jeder Wetterlage auf sein funktelegraphisch kontrolliertes

Chronometer uubedingt verlassen; die Sicherheit auf den Seewasserstraßen wird beträchtlich erhöht.

Bereits im Jahre 1906 hatte der Direktor des Geodätischen Instituts zu Potsdam, Prof. Dr. Albrecht, Versuche[1]) angestellt, die Funktelegraphie zur Übertragung genauer Zeitsignale nutzbar zu machen und gezeigt, daß ihre Anwendung bei Längenbestimmungen von großem Wert ist. Diese Zeitübertragungen erwiesen sich als erforderlich, um den Unterschied der geographischen Längen zweier Orte auf der Erde festzustellen. Die Fehler der astronomischen Uhren zweier Stationen gegen genaue Ortszeit lassen sich mit Hilfe der feinen Meßinstrumente des Astronomen mit aller gewünschten Genauigkeit vom Himmel unmittelbar ablesen, so daß es nur noch darauf ankommt, den Zeitunterschied zu ermitteln, den die beiden Uhren in einem gegebenen Augenblicke angeben. Bisher erreichte man die genaue Zeitvergleichung (für geodätische Zwecke ist die Zeitvergleichung bis zu einer Genauigkeit von wenigen Tausendstel der Sekunde nötig) durch eine unmittelbare telegraphische Verbindung der beiden Sternwarten und Abgabe von Signalen hin und zurück. Durch die erfolgreichen Versuche des Prof. Albrecht wurde der Beweis erbracht, daß die Funktelegraphie zu einer Zeitübertragung mit astronomischer Genauigkeit gut zu verwenden ist.

In Ländern mit engem Telegraphennetze wird die Ausführung der Längenbestimmung nach dem bisherigen Verfahren auf keine Schwierigkeiten stoßen; in Gebieten mit schwieriger zugänglichen Punkten (Gebirgsländern) oder auch in Ländern mit spärlichem Telegraphennetze (Kolonien) können leicht Fälle eintreten, in denen die Anwendung der gewöhnlichen Telegraphie auf Schwierigkeiten stößt. Hier tritt nun die Funktelegraphie helfend ein, da nach den Versuchen des Prof. Albrecht festgestellt ist, daß man die modernen Empfänger als Präzisionsapparate ansprechen kann, so daß also, von diesem Gesichtspunkt aus betrachtet, der Anwendung der Funktelegraphie bei Längenbestimmungen keine Schwierigkeiten im Wege stehen.

Das Ergebnis dieser Versuche[2]) kann man dahin zusammenfassen, daß die Funktelegraphie bei Ausführung von Längenbestimmungen

1) Veröffentlichung des Kgl. Preuß. geodätischen Instituts (Neue Folge Nr. 31): Bestimmung der Längendifferenz Potsdam—Brocken im Jahre 1906. Versuche über die Anwendung der drahtlosen Telegraphie bei Längenbestimmungen. Berlin 1907.

2) Vgl. Thurn, „Die Funkentelegraphie im Zeitsignaldienst". In „Umschau" Nr. 36/1910.



die Anwendung der gewöhnlichen Telegraphie vollständig ersetzen kann. Mit Hilfe der Funktelegraphie können die Zeitzeichen heute über den größten Teil von Zentraleuropa zu gleicher Zeit verbreitet werden. Die drahtlose Telegraphie bietet somit den Astronomen die Möglichkeit, ein ganzes Netz von geographischen Längenbestimmungen gleichzeitig über ein großes Gebiet der Erde auszubreiten, wodurch die Sicherheit dieser Bestimmungen wesentlich gewinnen wird.

Funktelegraphische Zeitzeichen zu Längenbestimmungen wurden gelegentlich der Expedition für die Grenzregulierung zwischen dem damaligen Deutschen Schutzgebiet Kamerun und Französisch-Äquatorial-Afrika 1912/1913 unter Mitwirkung eines vom Kolonialamt entsandten Astronomen durch die von Telefunken errichtete und von der Reichs-Telegraphenverwaltung betriebene Küstenfunkstelle Duala mit gutem Erfolge ausgesandt. Zur Übertragung der für die Längenbestimmung benötigten Zeitzeichen war die astronomische Beobachtungsstelle mit der Küstenfunkstelle durch eine Doppelleitung verbunden. Auf einer Entfernung von 1000 km nahm die Deutsch-Französische Grenzexpedition an der Panamaquelle und die Monda-Dschua Grenzexpedition im Süden des Schutzgebietes auf etwa 850—1000 km die Zeitzeichen gut auf, was bei den verhältnismäßig einfachen Empfangseinrichtungen der Grenzexpeditionen und bei den starken luftelektrischen Störungen schon damals als guter Erfolg anzusehen war. Nach dem Bericht des Führers der Longone-Panama-Grenzexpedition haben sich die Apparate trotz der ungünstigen Jahreszeit zur drahtlosen Zeitübertragung bzw. Ortsbestimmung als vorzüglich geeignet erwiesen.

Die Einrichtung einer weitreichenden Großfunkstelle zwecks Aussendung eines „Welt-Zeitsignals" wurde im Jahre 1908 von der französischen Akademie der Wissenschaften dem Marineminister vorgeschlagen. In der von Mitgliedern der astronomischen, geographischen Schiffahrts- und physikalischen Abteilung herausgegebenen Denkschrift [1]) wird aus den eingangs geschilderten Gründen besonders großer Nutzen für die in See befindlichen Schiffe erwartet. In der Denkschrift heißt es: „Ein kurzer Rückblick auf die Entwicklung der Längenbestimmung zeigt, daß diese von der Zuverlässigkeit der Uhr, die die Zeit des ersten Meridians zeigt, abhängt; durch fehlerhafte Angaben der Seeuhren sind schon viele Schiffe gefährdet worden. Könnte nicht die

1) Comptes rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des siences. CXLVI Nr. 13. Auszugsweise wiedergegeben in den „Annalen der Hydrographie und maritimen Meteorologie", Berlin 1908, S. 229.



Funktelegraphie an Land wie auf See, und zwar für die ganze Erde, die Zeit eines ersten Meridians angeben?" Das Zeitzeichen sollte um Mitternacht abgegeben werden, damit es auf seinem Wege nach allen Richtungen halb um die Erde nicht durch den Einfluß der Sonne auf die elektrischen Wellen beeinträchtigt wird. Weiterhin sollte das Zeichen international sein, d. h. nur die Zeit eines festzusetzenden ersten Meridians angeben und nicht etwa nacheinander die Zeiten der verschiedenen Länder. Jedenfalls würde ein Weltzeitzeichen[1]) die Sicherheit der Seeschiffahrt sehr erhöhen und an Land die Längenbestimmung wesentlich vereinfachen. Mit solchen Zeitzeichen ausgerüstet, würden die auf See befindlichen Schiffe stets die richtige Zeit eines Anfangsmeridians kennen; durch diese Zuhilfenahme der Funktelegraphie wäre somit ein fehlerhafter Gang des Chronometers und ein Irrtum in der Ortsbestimmung in Zukunft ausgeschlossen.

a) Internationale Regelung des Zeitzeichendienstes.

Da alle Seefahrt treibenden Staaten ein großes Interesse daran haben, die allgemeine Durchführung eines geordneten funktelegraphischen Zeitzeichendienstes zu fördern, und die Frage der Einführung eines allgemeinen Zeitzeichendienstes für die Schiffahrt von internationaler Bedeutung ist, erließ im März 1909 Professor Dr. C. Tissot-Brest[2]) einen „Aufruf zur Bildung einer internationalen Kommission", der noch von einer Reihe von Fachleuten unterzeichnet war. Der Aufruf hat in deutscher Übersetzung folgenden Wortlaut:

„Als die drahtlose Telegraphie auf der Bildfläche des praktischen Verkehrs erschien, hatte man in Fachkreisen sofort die Idee, daß nunmehr auf Grund dieser neuen Methode der Signalgebung auch das Problem der geographischen Läugenbestimmung auf dem Meere als praktisch gelöst betrachtet werden könne. Wenn trotzdem bis heute Seefahrer und Astronomen so wenig in dieser Frage interessiert erschienen, so ist dies wohl auf die Überlegung zurückzuführen, daß es verfrüht wäre, zu irgendeiner Neue-

---

1) Bereits vor Abfassung der Denkschrift hatte Bouquet de la Goye vorgeschlagen, den unterwegs befindlichen Schiffen die auf hoher See so schwierige Ortsbestimmung dadurch zu erleichtern, daß täglich zu bestimmter Nachtstunde funktelegraphisch ein Uhrenzeichen gegeben werden sollte. Einen gleichartigen Vorschlag machte Guyon, nur wollte er das Uhrenzeichen nicht von einer Station, sondern von vielen, zweckentsprechend ausgewählten Stationen auf Inseln und an den Küsten aller Erdteile ausgehen lassen.

2) Radiotelegraphische Zeitsignale für die Schiffahrt. Aufruf zur Bildung einer internationalen Kommission. Im Jahrb. d. drahtl. Telegraphie u. Telephonie, Heft 5, 1909, S. 443 ff.

rung in dieser Hinsicht überzugehen, ehe reiche Erfahrungen über die Anwendung der Hertzschen Wellen vorlagen. Heute sind wir jedoch auf einem Punkte angelangt, wo es nicht mehr begründet erscheint, das Studium solcher Fragen noch länger hinauszuschieben; die Zeit scheint vielmehr gekommen, um einen Fortschritt herbeizuführen, der für die Sicherheit der ganzen Schiffahrt von ungeheurer Bedeutung ist. In der Tat ist ja heute — wenigstens bei Nacht — ein absolut sicherer Verkehr zwischen kräftigen Landstationen und Schiffen auf mehrere tausend Meilen Entfernung leicht erreichbar, so daß man die Möglichkeit als gegeben betrachten kann nach allen Punkten der Ozeane — einige wenige Regionen ausgenommen — verabredete Zeitzeichen zu senden durch eine Anzahl funktelegraphischer Stationen, die passend auf Inseln und an den Küsten der Kontinente zu verteilen wären.

Des weiteren ist man ja heute auch in weitesten Kreisen mit dem radiotelegraphischen Dienst vertraut, und die Empfangsanordnungen sind so einfach, daß einer allgemeinen Einführung auch auf Handelsschiffen nichts im Wege steht.

Ich hatte Gelegenheit, unter Beihilfe des Kommandanten Ferrié eine Reihe chronometrischer Vergleichsversuche zwischen dem Eiffelturm und Brest auszuführen. Diese haben gezeigt, daß durch radiotelegraphische Signale ein Unterschied in der Zeitübereinstimmung von etwa 0,5 Sekunden vorhanden war. Diese nahe Übereinstimmung erscheint vollständig ausreichend, wenn man bedenkt, daß eine Zeit von 4 Sekunden einer Äquatormeile entspricht. In meinem Berichte über diese Versuche der Zeitübermittlung hatte ich die Ehre, dem Bureau des Longitudes (Paris) den Vorschlag zu machen, einen täglichen Dienst für Zeitzeichen auf dem Eiffelturm einzurichten. Dieser Vorschlag, unterstützt durch Kommandant Guyon, ist von dem Bureau angenommen worden. Wenn man die Frage von einem mehr allgemeinen Gesichtspunkte untersucht, so erkennt man unschwer, daß es nicht möglich ist, den verschiedenen Mächten die unabhängige Initiative zur Errichtung solcher Zeitstationen zu überlassen.

Zunächst ist es klar, daß die Errichtung von Zeitstationen, deren Einflußzonen einander nahe sind und zum Teil zusammenfallen, zu Schwierigkeiten führen müßte, die noch nachteiliger wären als die Unsicherheit des augenblicklichen Zustandes, wenn nicht vorher gewisse Übereinkommen über den Signalmodus und die Wahl des Fundamentalmeridians getroffen worden sind. Auch ist dieses Problem der geographischen Längenbestimmung auf dem Meere schon seiner Natur nach ein internationales, dessen Lösung studiert werden muß von dem Gesichtspunkte der allgemeinen Schiffahrtsinteressen und auf Grund eines allgemeinen Planes, der auszuarbeiten ist von einer sowohl wissenschaftlich wie nautisch kompetenten Kommission, das heißt, von einer internationalen Kommission, die sich aus Vertretern der Wissenschaft und der Seeschiffahrt zusammensetzt."

Der Umstand, daß dieser Aufruf in einer rein technischen Zeitschrift erschien, dürfte die Ursache gewesen sein, daß er in dem Kreise der Astronomen und Nautiker, die das größte Interesse an einer internationalen Regelung des Zeitzeichendienstes hatten, ziemlich unbekannt

blieb. Hierauf ist es auch zurückzuführen, daß im Jahre 1910 der frühere Direktor der Berliner Sternwarte, Geheimrat Förster, unabhängig von dem Vorschlage Tissots selbst mit dem Plan einer Internationalisierung des Zeitzeichendienstes an die Behörden herantrat.

Eine internationale Regelung war um so notwendiger, als die bisher von verschiedenen Staaten eingeführten Zeitzeichen (vgl. unter b), die ursprünglich nur für die Schiffahrt bestimmt waren, den wissenschaftlichen Anstalten (meteorologische, seismographische, erdmagnetische und ähnliche Institute) hinsichtlich der Genauigkeit nicht genügten. Während für das praktische Leben (Seefahrer, Uhrmacher usw.) die gewöhnlichen Zeitzeichen mit einer Genauigkeit von etwa $^1/_4$ Sekunde genügen, muß bei den Zeichen zu wissenschaftlichen Zwecken die höchste erreichbare Genauigkeit angestrebt werden. Bei einer internationalen Regelung mußte also zwischen gewöhnlichen und wissenschaftlichen Zeitzeichen unterschieden werden. Auch die Verschiedenheit der Aussendung wurde vielfach als unbequem empfunden; eine internationale Aussprache unter Fachleuten konnte daher eine Verbesserung des Zeitzeichendienstes — und zwar sowohl hinsichtlich der Technik der Zeichengebung als auch der Organisation eines die ganze Erde umspannenden Zeitzeichendienstes — nur förderlich sein.

Auf Veranlassung des Bureau des Longitudes berief die französische Regierung im Oktober 1912 eine Internationale Zeitkonferenz[1]) in der Sternwarte nach Paris, die den Zweck hatte, eine Verbesserung der funktelegraphischen Zeitzeichen anzuregen und die Grundlagen eines internationalen Abkommens zur Vereinheitlichung der Zeit zu beraten. Die starke Beteiligung der meisten Kulturstaaten an der Konferenz sprach für das Interesse, das den funktelegraphischen Zeitzeichen allseitig entgegengebracht wurde.

Die Beschlüsse der Konferenz sind, da die meisten der anwesenden Vertreter keine Vollmacht hatten, nur als Wünsche aufzufassen, die den beteiligten Regierungen unterbreitet werden sollten. Für die Pariser Zeitzeichen sind die Stunden 10 vorm. und Mitternacht vorgeschrieben; die Festsetzung auf 10 vorm. ist darauf zurückzuführen,

1) Vgl. Kohlschütter, Die internationale Zeitkonferenz zu Paris vom 15. Oktober bis 23. Oktober 1912. In „Annalen der Hydrographie usw.“ Bd. 40, Heft XII.

Lecointe, La Conférence Internationale de l'Heure de Paris et l'Unification de l'Heure. In La Vie internationale 1912. S. 43/60.

Thurn, Internationale funkentelegraphische Zeitsignale. In „Hansa“ Nr. 6/1913, S. 113 ff.

daß die Internationale Funkentelegraphenkonferenz 1912 bestimmt hat, daß meteorologische Nachrichten und Zeitzeichen zusammengelegt werden sollen, damit die Unterbrechung des öffentlichen Verkehrs nicht allzuoft stattfindet — die meteorologischen Nachrichten aber frühestens um 10 Uhr vorm. mitgeteilt werden können. Der mittlere Greenwicher Mittag ist als Beginn des astronomischen Tages festgehalten worden. Die einzelnen Stationen sind in das Schema derart eingefügt worden, daß keine gegenseitigen Störungen vorkommen.

Die vorläufigen Beschlüsse der Pariser Internationalen Zeitkonferenz lauten in freier Übersetzung folgendermaßen:

I.

Die Ergebnisse der Versuche und Forschungen über genaue Uhrzeit sind einem internationalen Ausschuß zu übergeben, der sie zu astronomischen Zwecken und für Landesaufnahmen ausarbeitet.

II.

1. Astronomische und ähnliche wissenschaftliche Institute sollen Vorrichtungen zur automatischen Registrierung der Zeitzeichen treffen.

2. Die Wahl der die Zeitzeichen aussendenden Funktelegramme soll so getroffen werden, daß man auf jedem Punkte der Erde wenigstens einmal am Tage und in der Nacht die Zeichen aufnehmen kann; die Zahl der wahrnehmbaren Stationen innerhalb 24 Stunden soll aber auch für keinen Punkt der Erde im allgemeinen mehr wie vier betragen.

3. Die Festlegung derjenigen Funkstellen, von denen die regelmäßige Zeitabgabe zu erfolgen hat, geschieht durch den internationalen Zeitausschuß (Commission internationale de l'Heure) mit dem Sitz in Paris.

Liste der Stationen,

die vom 1. Juli 1913 ab imstande sein werden, den Zeitzeichendienst einzuführen mit Angabe der Sendezeiten nach Greenwichzeit. (Der Tag wird nicht in 2 mal 12, sondern in 1 mal 24 Stunden eingeteilt).

Station	Zeit
Paris	0 h (Mitternacht)
Tsingtau (Kiautschou) .	0 h
San Fernando (Brasilien)	2 h
Arlington (Ver. Staaten)	3 h
Mogadiscio (Somaliland)	4 h
Manila	4 h
Timbuktu	6 h
Paris	10 h
Norddeich-Wilhelmshav.	12 h (Mittag)
Tsingtau (Kiautschou) .	12 h
San Fernando (Brasilien)	16 h
Arlington (Ver. Staaten)	17 h
Massauah (Erithräs) . .	18 h
San Francisco	20 h
Norddeich-Wilhelmshav.	22 h

Bei jeder noch neu hinzukommenden Zeitzeichenstation sind die Sendezeiten so zu regeln, daß Störungen und Verwechslungen mit anderen Stationen nicht eintreten können.

4. Die internationale Zeitkommission hat zu bestimmen, wann und in welcher Weise besondere funktelegraphische Zeichen für wissenschaftliche Zwecke ausgesandt werden dürfen; besonders kommen Versuche in Betracht, die den Zweck haben, die Einheitszeit praktisch festzulegen.

5. Die Zeitzeichen werden in gleicher Weise von allen Stationen nach dem nachstehenden Schema abgegeben:

57 m	0—50 s	x x x x
	55—56	Strich
	57—58	„
	59—60	„
58 m	8— 9	Strich
	10	Punkt
	18—19	Strich
	20	Punkt
	28—29	Strich
	30	Punkt
	38—39	Strich
	40	Punkt
	48—49	Strich
	50	Punkt
	55—56	Strich
	57—58	
	59—60	
59 m	6— 7 s	Strich
	8— 9	„
	10	Punkt
	16—17	Strich
	18—19	„
	20	Punkt
	26—27	Strich
	28—29	„
	30	Punkt
	36—37	Strich
	38—39	„
	40	Punkt
	46—47	Strich
	48—49	„
	50	Punkt
	55—56	Strich
	57—58	„
	59—60	„

Dauer eines Striches	1 s,
„ „ Punktes	0,25 s,
„ „ Zwischenraumes	1 s.

6. Die Zeitzeichen werden von allen Stationen mit der Wellenlänge von etwa 2500 m gegeben. Da die modernen Radiostationen im allgemeinen musikalische Töne erzeugen, ist die Tonhöhe so hoch zu wählen, daß atmosphärische Störungen so wenig wie möglich Einfluß haben.

III.

1. Entsprechend der Genauigkeit, die bei astronomischen Zwecken und für Landesvermessungen zu beobachten ist, muß das Aussenden funktelegraphischer Zeichen für diese Zwecke mit der größten Sorgfalt geschehen.

2. Für Schiffe auf See sind die Zeitzeichen mit möglichst großer Energie und derartiger Genauigkeit abzugeben, daß sie den jetzigen Anforderungen der Schiffahrt entsprechen.

3. Für meteorologische und seismographische Zwecke und bei Messungen des Erdmagnetismus ist die Genauigkeit bis auf $^1/_2$ Sekunde ausreichend. Wenn sich in Zukunft Abänderungen als nötig erweisen sollten, ist es wünschenswert, daß die Genauigkeiten einer halben Sekunde und selbst einer Viertelsekunde festgelegt werden, und daß das Schema der Zeitzeichen möglichst einfach sei, damit die Zeichen von den einzelnen Beobachtern ohne lange Vorversuche aufgenommen werden können.

4. Falls auch Eisenbahnen und Privatleute sich die Zeitzeichen nutzbar machen, sind sie den Verhältnissen bzgl. Stärke und Genauigkeit anzupassen.

5. Die Telegraphenverwaltungen müssen einen besonderen Zeitdienst einführen, durch den die Uhrenkontrolle auf das genaueste vorgenommen wird. Die Telegraphenverwaltungen müssen Vorrichtungen treffen, die die Zeitabgabe an die einzelnen Telegraphenämter mit größter Genauigkeit ermöglichen, sei es durch ein allgemeines Zeichen zu einer bestimmten Stunde oder sei es, daß jedes Telegraphenamt für sich besonders ein Zeitzeichen erhält. Um das Verfahren nach Möglichkeit zu vervollkommnen, sollen die Telegraphenverwaltungen ihre Erfahrungen untereinander austauschen.

A. Bildung einer internationalen Zeitkommission.

1. Sowohl für die Wissenschaft wie für die Allgemeinheit ist eine einheitliche Uhrzeit von Bedeutung; vermittelst drahtloser Telegraphie soll eine solche geschaffen werden.

2. Die Zeit des Meridians von Greenwich ist maßgebend.

3. Es ist erforderlich, eine internationale Zeitkommission zu bilden, in welcher jeder der betr. Staaten durch Abgeordnete vertreten ist.

4. Von dieser Zeitkommission soll ein internationales Zeitbureau (Bureau international de l'Heure) mit dem Sitz in Paris gegründet werden, das die Innehaltung der Statuten für die Zeitzeichen usw. zu überwachen hat.

5. Die Ergebnisse der allgemeinen Zeitbestimmung werden diesem Bureau durch die nationalen Zentralstellen zugestellt, die ihrerseits die Beobachtungen der einzelnen Observatorien sammelt und daraus die genaueste Zeit bestimmt.

6. Bei wissenschaftlichen Feststellungen ist es ebenfalls Aufgabe des Bureaus, die Zeitbestimmungen der betr. Observatorien zu sammeln und daraus die genaue Zeit zu übermitteln.

7. Das internationale Zeitbureau wird die Vergleiche der Ergebnisse, die im allgemeinen nicht veröffentlicht werden, dem Geodätischen Institut in Potsdam einsenden, wo die Ergebnisse der Forschungen eingefordert werden können. Auf Wunsch können diese auch noch anderen wissenschaftlichen Instituten unmittelbar zugestellt werden.

8. Unter der Voraussetzung, daß dieses Programm durchgeführt werden kann, müßte eine vorläufige Kommission ernannt werden, die einen Plan zum Zusammenarbeiten der betr. Institute ausarbeitet, der dann den einzelnen Regierungen zur Genehmigung unterbreitet wird.

B. Verkehr mit der Association internationale des Académies.

Die Konferenz bittet die Akademie der Wissenschaften zu Paris, den Plan, eine internationale Zeitkommission zu gründen, der Association inter-

nationale des Académies zu unterbreiten, mit dem Hinweis, daß die Zeitkommission sich den Beschlüssen angliedert, die die Association internationale in London festgelegt hat.

C. Meteorologie.

Die Aufgaben der Meteorologie, die Radiotelegraphie für ihre Zwecke zu verwenden, zerfallen in drei Gruppen:

1. Das Aussenden meteorologischer Mitteilungen auf radiotelegraphischem Wege an besonders dazu bestimmten Empfangsstationen auf dem Lande oder auf dem Wasser.
2. Die Aufnahme der radiotelegraphischen Zeichen durch die dazu bestimmten Empfangsstationen und Weitergabe derselben an die meteorologischen Zentralstellen.
3. Das Studium meteorologischer Erscheinungen, die Einfluß haben auf die Wirkungsweise der drahtlosen Telegraphie.

Da diese Aufgaben jedoch nicht ohne weiteres gelöst werden können, wird die Bildung einer Sonderkommission, die sich hauptsächlich aus Meteorologen und Fachleuten der drahtlosen Telegraphie zusammensetzt, vorgeschlagen, um dem internationalen meteorologischen Komitee in der nächsten Sitzung Vorschläge zu unterbreiten. Hierbei ist zu erwägen:

1. daß die Zahl der meteorologischen Empfangsstationen, die vom Eiffelturm empfangen; möglichst groß gewählt wird;
2. daß die im Bau befindliche Radiostation in Brüssel in ausgedehntem Maße an der Erforschung der atmosphärischen Einflüsse auf die drahtlose Telegraphie mitarbeite.

D. Schiffahrt.

1. Es ist sehr zu wünschen, daß in kürzester Zeit alle Schiffe, sowohl Dampfer wie auch Segelschiffe, mit drahtlosen Apparaten zur Aufnahme der Zeitzeichen ausgerüstet werden.

2. Die Konferenz nimmt Kenntnis von dem Schriftwechsel, der zwischen den Abgeordneten der Vereinigten Staaten von Nordamerika und Großbritannien stattgefunden hat und die Eiswarnungen und Notanrufe vermittelst drahtloser Telegraphie behandelt. Sie erkennt den Wert der getroffenen Vereinbarungen zur Erhöhung der Sicherheit der Schiffahrt in vollem Maße an.

E. Wissenschaftliche Untersuchungen der Hertzschen Wellen.

Die Konferenz nimmt Kenntnis von der Zusammensetzung eines provisorischen Komitees, das den Zweck hat, die Erforschung der Hertzschen Wellen nach Maßgabe der vorhandenen Mittel zu organisieren.

Sie beglückwünscht aufrichtig Herrn Dr. Goldschmidt-Brüssel, der sich bereit erklärt hat, seine Radio-Groß-Station in Brüssel dem Komitee zur Verfügung zu stellen und eine Summe von Fr. 25000 für die Kosten der ersten Versuche ausgesetzt hat.

Die Konferenz wird nach Kräften die amtlichen Stellen für diese Forschungen zu interessieren suchen, deren Ergebnisse nicht nur in rein theoretischer und meteorologischer Beziehung von großer Tragweite sind, sondern auch für die Weiterentwicklung der drahtlosen Telegraphie im allgemeinen von erheblicher Bedeutung sein können.

Sie hält es für sehr wünschenswert, daß die Radiostation in Brüssel, trotzdem sie hauptsächlich dem öffentlichen Verkehr dienen soll, doch Zeit und Gelegenheit genug finden möge, an den internationalen Forschungen in ausgiebigster Weise teilzunehmen.

Nach den Beschlüssen der Zeitkonferenz sollte hiernach ein internationaler Zeitausschuß und ein Zeitamt in Paris als ausführende Geschäftsstelle eingerichtet werden. Diese internationale Zentralstelle sollte sowohl die regelmäßige Abgabe von Zeitzeichen für Schiffe auf See überwachen, wie auch das Aussenden von funktelegraphischen Zeichen zu wissenschaftlichen Zwecken regeln. Die astronomischen Observatorien und ähnlichen Institute sollten ihre Beobachtungen, die sie mit Hilfe der Funkstellen machen, beim Bureau International niederlegen, wo auf Grund dieser Beobachtungen die genaue Zeit bestimmt und auf funktelegraphischem Wege einheitlich von den Großfunkstellen der ganzen Welt mitgeteilt werden sollte.

Der Abschluß eines internationalen Abkommens sowie die Gründung eines Zeitausschusses und eines Zeitamtes dürfte sowohl einen praktischen Nutzen, als auch einen Vorteil für die Wissenschaft haben. Nach Beseitigung der bisherigen Mißstände müßte der Ausschuß dafür sorgen, daß nach zweckmäßiger Verteilung der Sendestellen der Seefahrer an jedem Punkt des Ozeans eine sichere Ortsbestimmung wird vornehmen können; durch die Verbreitung der Zeichen über die ganze Erde wird es allen wissenschaftlichen Instituten und Expeditionen möglich gemacht, ohne eine Zeitbestimmung die richtige Zeit zu haben, wodurch eine wesentliche Zeitersparnis und Arbeitserleichterung herbeigeführt wird.

In den Verhandlungen über die Schaffung einer internationalen Organisation der drahtlosen Zeitzeichen wurde man sich Anfang 1913 darüber einig, daß zunächst ein vorläufiges Abkommen auf einige Jahre abgeschlossen werden müsse, und Paris als Sitz der Organisation und des zu schaffenden Bureaus zu wählen sei. Auf der Ende Oktober 1913 stattgefundenen Pariser Zeitkonferenz, auf der 31 Staaten vertreten waren, kam ein Vertrag — Internationales Übereinkommen über die Gründung einer internationalen Zeit-Vereinigung — zustande, der mit dem Jahre 1920 ablaufen sollte, wenn man sich nicht vorher ausdrücklich über eine etwaige Verlängerung einigen sollte. Der Vertrag und die Statuten geben nur den allgemeinen Rahmen für die Organisation der Internationalen Zeit-Vereinigung. In welcher Weise der Zeitdienst sich praktisch abwickeln wird, insbesondere wie die Internationale Zeitdienststelle und die einzelnen nationalen Zentral-

stellen bei der Abgabe der Zeitzeichen zu verfahren haben, und wie sich das Zusammenarbeiten der Dienststellen zu gestalten hat, sollte besonders geregelt werden. Insbesondere stand die genaue Art der Zeichengebung noch nicht fest. Bis zur endgültigen Enscheidung konnte daher Deutschland sein bisheriges Verfahren beibehalten.

Aus den Satzungen sind von besonderem Interesse die Ausführungen über das Internationale Zeitamt, das nach Artikel 9 folgende Aufgaben hat:

1. Was die gewöhnlichen Zeichen betrifft, die Ergebnisse der Bestimmungen der Einheitszeit, ausgedrückt in Greenwicher Zeit, zu sammeln, die ihm von den einzelstaatlichen Hauptzeitstellen übermittelt werden, die ihrerseits die Aufgabe haben, so genau wie möglich das Mittel aus den von den Sternwarten ihres Landes angestellten Zeitbestimmungen zu bilden. Die Ergebnisse sind so schnell wie möglich den Gebestellen und den einzelstaatlichen Hauptzeitstellen mitzuteilen.

2. Was die wissenschaftlichen Signale betrifft, die Zeitbestimmungen der zur Vereinigung gehörigen Sternwarten zu sammeln und daraus die Zeit so genau als möglich abzuleiten.

Das internationale Zeitamt veröffentlicht die Ergebnisse seiner Vergleichungen. Sollten Ergebnisse nicht alsbald veröffentlicht werden, so teilt es sie in ihren Einzelheiten auf Verlangen dem Zentralbureau der Internationalen Erdmessung in Potsdam und ebenso den übrigen amtlichen wissenschaftlichen Vereinigungen und Anstalten mit.

Ein bestimmtes Datum über Inkrafttreten des Vertrages war nicht angegeben; das Abkommen ist bis heute nicht in Kraft getreten. Wir wollen hoffen, daß die geplante internationale Organisation des Zeitzeichendienstes, die sowohl für das praktische Leben, wie für die Wissenschaft Nutzen zu bringen verspricht, bald in Tätigkeit treten wird.

b) Interne Regelung des funktelegraphischen Zeitzeichendienstes vor dem Kriege.

Die ersten funktelegraphischen Zeitzeichen wurden 1907 in Kanada von der Funkstelle Camperdown auf Halifax gegeben, der die richtige Zeit vom Observatorium von St. John N. Br. übermittelt wurde. Bald darauf wurden auch in den Vereinigten Staaten Zeitzeichen nach Angaben des Naval Observatory in Washington durch die Funkstelle Arlington ausgesandt.

Auch in Deutschland war das Reichsmarine-Amt und das Reichs-Postamt schon seit 1906 bestrebt, eine Küstenfunkstelle in den Zeitzeichendienst einzustellen. Die Inbetriebnahme der Einrichtungen bei der Küstenfunkstelle Norddeich konnte jedoch infolge widriger Umstände erst 1910 erfolgen. Etwas später als Norddeich begann auch

die Großstation des Eiffelturms in Paris Zeitzeichen nach den Zeitbestimmungen der Pariser Sternwarte zu funken. Seit März 1910 gab Norddeich zweimal täglich Zeitzeichen, die die mittlere Greenwicher Mittags- und Mitternachtszeit angaben. Durch das diesem Zeitzeichen zugrunde liegende System[1]) sollte eine wertvolle Zeitvergleichung auch dann noch ermöglicht werden, wenn einzelne Zeichen überhört oder durch äußere Störungen unkenntlich geworden sein sollten. Bei einiger Aufmerksamkeit konnte der Beobachter, wenn ihm einzelne Zeichen entgangen sein sollten, unter Berücksichtigung der Pausen von planmäßig verschieden langer Dauer feststellen, welcher Gruppe die vorhergegangenen oder folgenden Zeichen angehören und welche Sekunde sie anzeigen. Besonders wichtig war es auch, daß der letzte Strich, der die Mittagszeit bzw. die Mitternachtszeit angibt, durch ein darauf folgendes Schlußzeichen ·—·—· besonders kenntlich gemacht wurde. Um die pünktliche Abgabe der Zeitzeichen zu sichern, dienten folgende Einrichtungen: In Norddeich befand sich eine astronomische Präzisionsuhr, deren richtiger Gang vom Observatorium in Wilhelmshaven kontrolliert wurde. Die Präzisionsuhr war mit einer automatischen Sendevorrichtung versehen, die zu den angegebenen Zeitpunkten die funktelegraphischen Apparate so in Tätigkeit setzte, daß alle für die Zeitsignale erforderlichen Zeichen in der vorgesehenen Weise und zu den bestimmten Zeitpunkten selbsttätig, d. h. ohne daß ein Beamter die Taste zur Hand zu haben brauchte, gegeben wurden. Um die Auslösung der Sendevorrichtung durch die astronomische Uhr genau zu der vorgeschriebenen Sekunde sicherzustellen, war die Uhr mit einem Korrigierwerk versehen. Dieses Korrigierwerk wurde täglich mittels einer vorhandenen Leitung über das Telegraphenamt in Wilhelmshaven auf einige Minuten mit dem dortigen Observatorium verbunden und empfing von dort einen Korrektionsstrom, wodurch jedes etwaige Vor- und Nachgehen der Norddeicher Uhr unschädlich gemacht wurde. Ging diese Uhr z. B. um 2 Sekunden vor, so erschien das wirkliche Mittagszeichen 12 Uhr 0 Min. 0 Sek. Greenwicher Zeit erst dann, wenn die Norddeicher Uhr 12 Uhr 0 Min. 2 Sek. zeigt; wenn im umgekehrten Falle die Uhr 2 Sekunden nachging, so erschien das Mittagszeichen, wenn die Uhr 11 Uhr 59 Min. 58 Sek. zeigte. Es lag also dasselbe bewährte Prinzip

---

1) „Funktelegraphischer Zeitsignaldienst der Station Norddeich" in der Deutschen Verkehrszeitung vom 29. 7. 1910.

zugrunde, das bei der selbsttätigen Auslösung von Zeitbällen durch Präzisionsuhren Anwendung findet.

Wenngleich bei solchen mechanischen Einrichtungen Störungen nicht unter allen Umständen ausgeschlossen sind, so werden sie doch meistens rechtzeitig von den Stationsbeamten erkannt, so daß den Schiffen von der Unkorrektheit des Zeitzeichens nach Beendigung der Übermittlung durch die Worte: „Zeitsignal ungültig“ Kenntnis gegeben werden kann. Die Aufnahme der Zeichen bei der Bordfunkempfangsstelle erfolgt durch Morseschreiber oder Hörer. Der Vergleich mit der Chronometerzeit geschah unter Zuhilfenahme der Beobachtungsuhr. Die vorstehend geschilderte, selbsttätig wirkende Einrichtung, die nach dem damaligen Stande der Technik die möglich größte Sicherheit für eine pünktliche und zuverlässige Abgabe der Zeitzeichen bot, hat sich in der Folgezeit durchaus bewährt.

c) Regelung des Zeitzeichendienstes in Deutschland nach dem Kriege.

Nachdem zuerst, wie vorhin ausgeführt, die in Norddeich aufgestellte Gebevorrichtung (Chronograph) vom Observatorium in Wilhelmshaven reguliert worden war, wurden Ende 1913 Versuche angestellt, das Uhrenzeichen dahin zu ändern, daß es nicht mehr von dem Chronograph in Norddeich, sondern von einer im Observatorium in Wilhelmshaven — unter Zwischenschaltung eines Relais in Norddeich — aufzustellenden Uhr ausgelöst wurde. Aus militärischen Gründen mußten im Jahre 1916 der tönende Sender von Norddeich stillgelegt und die Abgabe des Zeitzeichens eingestellt werden. Für kurze Zeit gab dann die deutsche Militärfunkstelle in Brügge (Belgien) solche Zeichen, wobei das von der deutschen Marine eingerichtete Observatorium in Ostende für die Zeitangaben sorgte. Die Erfahrungen des Krieges machten es im Januar 1917 notwendig, die Zeitzeichen durch die Großfunkstelle Nauen aussenden zu lassen. Die Auslösung der Zeichen erfolgte hierbei durch eine bei der Sternwarte in Bergedorf aufgestellte Uhr [1]) unter Einschaltung geeigneter Relais über eine von der Reichs-Telegraphenverwaltung zur Verfügung gestellte Kabelader um 1 Uhr V. und 1 Uhr N. (12 Uhr Mitternacht und 12 Uhr

1) Vgl. Schorr und Dolberg, „Über eine Kontakteinrichtung zur Abgabe der internationalen funkentelegraphischen Zeitsignale“ in der Zeitschrift für Instrumentenkunde, 33. Jahrg., S. 141/145. Ferner: Wanach, „Ein neuer Signalgeber für die internationalen funkentelegraphischen Zeitsignale“, a. a. O., 39. Jahrg., S. 27/30.



Mittags; mittlere Greenwich-Zeit) mit der 3900 m-Welle durch die B-Antenne. Von den 720 vorgesehenen Zeitzeichen fielen im Jahre 1917 25, im Jahre 1918 22 und im Jahre 1919 34 Zeichen wegen Störungen der Leitung oder der Sendeeinrichtung Nauen—Bergedorf aus; in letzter Zeit betrug das Mittel der Abweichungen $0^s 06$, was eine ziemlich große Genauigkeit bedeutet.

Seit dem 1. November 1919 geschieht die Auslösung des Nauener Zeitzeichens durch die Deutsche Seewarte in Hamburg. Der richtige Durchgang des Zeitzeichens auf den vor Zusammenschaltung hinsichtlich der Betriebsfähigkeit geprüften Leitungen Hamburg—Nauen wird in Hamburg von einem besonders hiermit beauftragten Beamten überwacht. Während bis zu Beginn dieses Jahres oberirdische Telegraphenleitungen für die Zeitzeichenabgabe benutzt wurden, die aber wiederholt Störungen ausgesetzt waren, ist nunmehr das Telegraphenkabel Berlin—Hamburg in Nauen angeschnitten und durch eine Anschlußkabelleitung in die Großfunkstelle eingeführt worden. Hierdurch ist eine störungsfreie Abgabe der Zeitzeichen gewährleistet.

Mit der Übernahme des Zeitzeichens durch die Deutsche Seewarte gelangte eine neue Auslösemethode zur Anwendung. Abgabezeit und Art blieben die gleiche; die Abgabe der Zeitzeichen erfolgt mit der 3100 m Wellenlänge durch den Tonfunkensender mit der B-Antenne und soll demnächst auf derselben Welle mittels der 130 MK-Hochfrequenzmaschine ungedämpft mit Tonüberlagerung gegeben werden; gleichzeitig geschieht sie jetzt auf der Welle 12600 m durch die 400 MK-Hochfrequenzmaschinenanlage, die an die A-Antenne angeschlossen ist; während ferner bisher sämtliche Zeitzeichen über die Kabelader geleitet wurden, wird nunmehr die Auslösung der Zeichen[1]) nur noch durch zwei kurze Stromstöße bewirkt. Die Auslöseuhren, Richtersche Sekundenpendeluhren von großer Genauigkeit, sind in der Seewarte Hamburg aufgestellt. Auf der Stundenachse dieser Uhr sowie auf der Minutenachse und auf der Achse des Steigerades (eine Umdrehung in einer Minute) sind kreisrunde, mit Schlitzen versehene Scheiben angebracht. Beim Gang der Uhren fallen in gewissen Zeitabständen Hebel in die Schlitze und schließen dadurch einen Kontakt. Die drei Kontakte sind in Serie geschaltet, so daß ein Strom nur hindurchfließen kann, wenn alle drei Kontakte gleichzeitig geschlossen sind.

1) Eine ausführliche Darstellung dieser Auslösemethode ist enthalten in der Arbeit von Dr. Mahnkopf, „Die funkentelegraphischen Zeitsignale der Großfunkstelle Nauen“ in „Deutsche Uhrmacher-Zeitung“, Nr. 13, 15, 17, 1922.

Der erste Kontakt ist etwa 40 Minuten und zwar von 12 h 40 m bis 1 h 20 m vor- und nachm., der zweite entsprechend der zwei Schlitze der Scheibe zweimal jede Stunde von 12 h 54 m 30 s bis 12 h 55 m 20 s und von 12 h 56 m 30 s bis 12 h 57 m 20 s geschlossen. Der dritte Kontakt wird jede Minute von 55 Sekunden bis 57 Sekunden geschlossen. Die Hintereinanderschaltung der drei Kontakte bewirkt somit Stromschluß von 12 h 54 m 55 s bis 57 s und 12 h 56 m 55 s bis 57 s vor- und nachm. M. E. Z. Hierdurch wird ein polarisiertes Relais betätigt, das seinerseits den Telegraphierstrom schließt. In

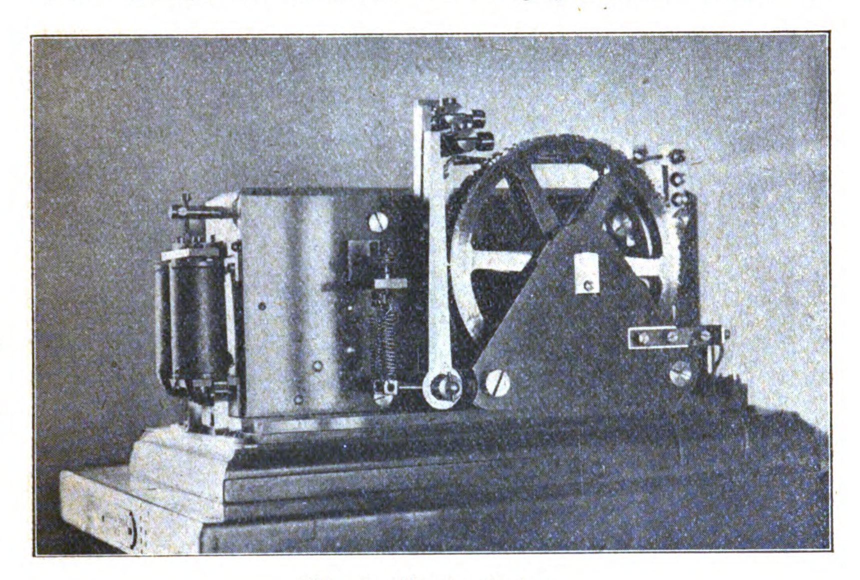


Fig. 1. Vorsignalgeber.

Nauen ist wiederum ein polarisiertes Relais aufgestellt, das durch den ersten Stromstoß um 12 h 54 m 55 s bis 57 s M. E. Z. den Vorsignalgeber (Fig. 1) auslöst. Der Vorsignalgeber besitzt zwei Kontaktscheiben, in die die Vorsignale (vgl. Zeitzeichenschema Fig. 4), bestehend aus 20 „V", dem Anrufzeichen, dem Kennwort von Nauen „Poz" und M. G. Z. (mittlere Greenwich-Zeit) eingeschnitten sind. Die Kontaktscheiben werden nach erfolgter Auslösung durch Gewichtsantrieb in Umdrehungen versetzt.

Nach Ablauf des Vorsignalgebers steht der Hauptsignalgeber (Fig. 2) zur Auslösung durch den zweiten Stromstoß um 12 h 56 m 55 s M. E. Z. bereit. Der von Prof. Wanach, Potsdam, gebaute Haupt-

signalgeber besteht im wesentlichen aus einem gewöhnlichen Sekundenpendelwerk, welches die am Rand mit entsprechenden Zähnen versehene Zeitzeichenscheibe in 200 Sekunden einmal herumdreht. Rechts neben der Scheibe ist ein Kontaktfederpaar angeordnet, das einen

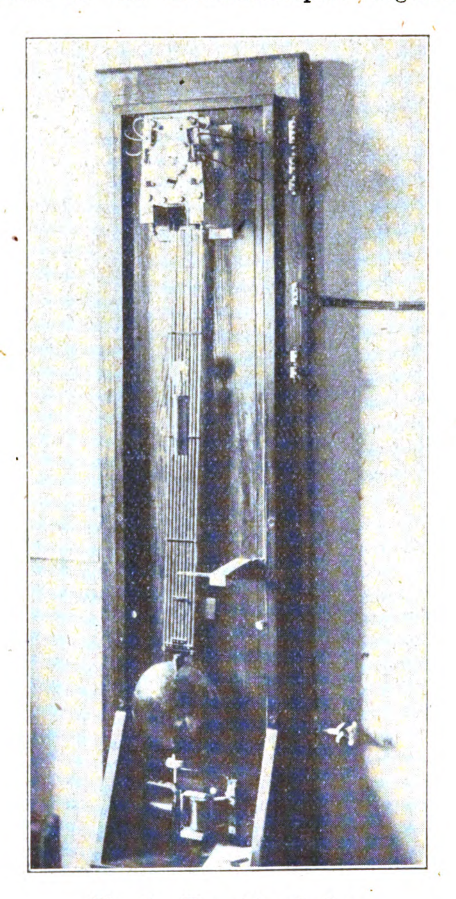


Fig. 2. Hauptsignalgeber.

Stromkreis schließt, sobald ein Zahn der Scheibe die längere Feder durch ein daran befestigtes Stahlstück an die andere Feder herandrückt. Die den Punkten der Zeitzeichen entsprechenden spitzen Zähne geben einen Stromschluß von 0,1 s Dauer, während die breiten Strichzeichen eine volle Sekunde Stromschluß verursachen. Durch den Stromschluß des Kontaktfederpaares erfolgt die Betätigung eines Fern-

druckerrelais von Siemens & Halske, das wiederum das Zwischenrelais des Tonfunkensenders betätigt.

Über die Auflösung und Arretierung des Pendels sei folgendes erwähnt: Im Ruhezustande hakt die untere Spitze des Pendels hinter dem beweglichen Anker eines Elektromagneten fest. Erfolgt der Stromstoß von der Seewarte Hamburg, so wird der bewegliche Anker angezogen, gibt das Pendel frei und wird durch den beweglichen Anker eines zweiten Magneten angehalten. Nach vollendetem Umlauf der Scheibe um 1 h 0 m 14 s M. E. Z. drückt ein an der Zeichenscheibe angebrachtes Metallstück ein auf der linken Seite der Zeichenscheibe

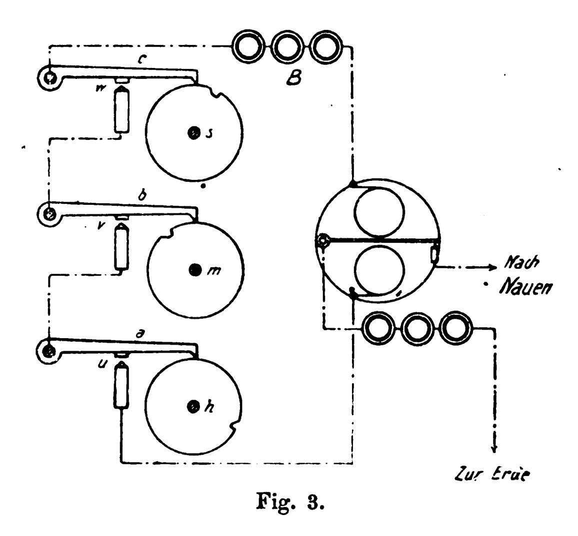


Fig. 3.

befestigtes Kontaktfederpaar zusammen; hierdurch wird ein Stromstoß in den zweiten Festhaltmagneten geschickt, der federnde Anker des ersten Magneten freigegeben und das Pendel hakt sich beim Linksausschlag wieder ein, bis 12 Stunden später der nächste Auslösungsstromstoß erfolgt.

Der Gang der Auslöseuhren in der Seewarte, die im Zeitdienstzimmer aufgestellt sind, ist derart genau, daß die tägliche Korrektion, die durch Vergleich mit den astronomischen Präzissionsuhren der Seewarte erfolgt, nur wenige hundertstel Sekunden beträgt. Über die neuen Kontakteinrichtungen dieser beiden Präzisions-Pendeluhren macht Mahnkopf (a. a. O. S. 191) folgende Angaben: „Auf der Stundenachse *h* (vgl. Fig. 3), der Minutenachse *m* und der Steigradachse *s* ist

je eine mit einem Schlitz versehene Scheibe befestigt. Auf den Peripherien dieser Scheiben ruhen die Kontakthebel *a*, *b*, *c*. Die Kontakte *u*, *v* und *w* sind geschlossen, wenn die Nasen der Kontakthebel in den Einschnitten ruhen. Die Breite der Einschnitte ist so bemessen, daß *u* etwa 30 Minuten, *v* etwa 40 Sekunden und *w* 2 Sekunden geschlossen bleibt, und die Scheiben sind so auf ihre Wellen aufgesetzt, daß *u* von 12 h 40 m bis 1 h 10 m, *v* von 56 m 40 s bis 57 m 20 s und *w* von 55 s bis 57 s geschlossen bleibt. Der Strom der Batterie *B*, die eine Spannung von 4 Volt hat, kann die Uhr nur dann passieren, wenn alle drei Kontakte gleichzeitig geschlossen sind. Das ist aber nur von 12 h 56 m 55 s bis 57 s der Fall, also genau zu derselben Zeit, in der die Auslösung des Nauener Hauptsignalgebers zu erfolgen hat. Der Strom der Batterie *B* erregt die Spulen eines Telegraphenrelais, und dieses schickt den Stromstoß in die nach Nauen führende Telegraphenleitung. Maßgebend für den Moment der Auslösung des Signalgebers ist natürlich der Beginn des Stromstoßes; seine Dauer ist gleichgültig; es würde z. B. auch genügen, wenn der Kontakt *w* nur 1 s lang geschlossen bliebe."

Die richtige Zeit wird durch astronomische Zeitbestimmung unter Benutzung eines Passageinstrumentes von Bamberg, Berlin, bei sichtigem Wetter in Zwischenräumen von fünf Tagen gemacht. Durch eine Funkempfangsanlage der Deutschen Seewarte wird jedes Nauener Zeichen durch Übertragung der Zeichen auf einen Chronographen genau geprüft. Sofort nach Beendigung einer jeden Zeitzeichenaufnahme wird die auf den Chronographen geschaltete Vergleichsuhr mit den astronomischen Pendeluhren verglichen und berechnet, um wieviel Hundertstelsekunden die Zeichen gemäß der Registrierung zu früh oder zu spät gegeben worden sind. Außerdem beobachtet das Geodätische Institut in Potsdam die Abgabe der Zeitzeichen, und sendet nach jeder Beobachtung an die Seewarte ein Telegramm mit der aus der Zeitbestimmung errechneten Korrektion — die endgültigen Verbesserungen der Zeitzeichen werden monatlich veröffentlicht —, so daß das heutige Nauener Zeitzeichen auch den Anforderungen der Wissenschaft hinsichtlich möglichst großer Genauigkeit voll genügen dürfte.

Die Form der Hauptsignale läßt sich dem Gedächtnis leicht einprägen. Das Zeitzeichen (Fig. 4) besteht nämlich aus 10 Punktsignalen, die in den Minuten 58 und 59 zu den Sekunden 10, 20, 30, 40, 50 erfolgen; in der Minute 58 geht dem Punktsignal ein Strichzeichen voraus, in der Minute 59 gehen zwei Strichzeichen voraus. Außerdem wird in den letzten 3 Minuten von 55 Sekunden bis 60 Sekunden

eine Gruppe von drei Strichzeichen abgegeben, deren Ende der vollen Minute entspricht. Alle Strichzeichen haben eine Länge von 1 Sekunde und einen Abstand von 1 Sekunde vom nächsten Zeichen. Diese Methode der Zeichengebung wurde auf der Pariser Zeitsignalkonferenz festgelegt und wird heute außer von Nauen noch von einer großen

M. Z. Gr.	Zeichen	Bedeutung der Zeichen
11^h 23 } $55^m\ 0^s - 56^m\ 0^s$	···— ···— ···— usw.	vvv...., zur Abstimmung [dienend
$56^m\ 16^s - 56^m\ 40^s$	—·—·—	Achtung
	·——· ——— ——··	POZ (Kennzeichen von
	——— ——· ——··	MGZ [Nauen)
$57^m\ 0^s - 57^m\ 47^s$	—··— —··— usw.	xxx... (im Sekunden- [tempo gegeben)
$57^m\ 55^s - 58^m\ 0^s$	55 56 57 58 59 0	Hauptsignale
$58^m\ 8^s - 58^m\ 10^s$	8 9 10	
$58^m\ 18^s - 58^m\ 20^s$	18 19 20	
$58^m\ 28^s - 58^m\ 30^s$	28 29 30	
$58^m\ 38^s - 58^m\ 40^s$	38 39 40	
$58^m\ 48^s - 58^m\ 50^s$	48 49 50	
$58^m\ 55^s - 59^m\ 0^s$	55 56 57 58 59 0	
$59^m\ 6^s - 59^m\ 10^s$	6 7 8 9 10	
$59^m\ 16^s - 59^m\ 20^s$	16 17 18 19 20	
$59^m\ 26^s - 59^m\ 30^s$	26 27 28 29 30	
$59^m\ 36^s - 59^m\ 40^s$	36 37 38 39 40	
$59^m\ 46^s - 59^m\ 50^s$	46 47 48 49 50	
$59^m\ 55^s - 0^m\ 0^s$	55 56 57 58 59 0	
12^h 0 } $0^m\ 4^s - 0^m\ 10^s$	4 5 6 7 8 9 10	Schlußzeichen

Fig. 4. Schematische Darstellung des Nauener Zeitzeichens.

Anzahl anderer Funkstellen der Erde gegeben. Man kann sich die Anordnung der Zeitzeichen leicht an dem Kennwort „onogo" merken, indem die Zeitzeichen aus dem Morsebuchstaben

o — — — 1 mal
n — · 5 mal
o — — — 1 mal
g — — · 5 mal
o — — — 1 mal

zusammengesetzt angesehen werden können. Wenn der letzte der drei

Striche endet, ist es genau 1 Uhr M. E. Z. Darauf folgt das internationale Schlußzeichen.

Nachdem der Beobachter der Zeitzeichen die Einstellung des Empfangsapparats auf die Nauener Sendewelle mit Hilfe der Vorsignale bewirkt hat, faßt der Beobachter beim Hörempfang das Eintreten der zu den Zehnersekunden erfolgenden Punktsignale sowie das Ende der zu vollen Minuten erfolgenden Dreistrichsignale auf, indem er gleichzeitig den Blick auf den Sekundenzeiger der Beobachtungsuhr richtet, wodurch die Sekundenangabe der Beobachtungsuhr zur Zeit des Greenwicher Mittags bzw. der Greenwicher Mitternacht leicht festgestellt wird. Bei diesem Aufnahmeverfahren, bei dem sich im allgemeinen nur eine Genauigkeit von einigen Zehntelsekunden erreichen läßt, können die kleinen Fehler von astronomischer Größenordnung, mit der die Signalabgabe behaftet ist, als unbedeutend vernachlässigt und die Zeichen als absolut richtig angenommen werden.

Wenn in Störungsfällen die Abgabe des Zeitzeichens unterbleiben muß, wird die Meldung „Zeitsignal fällt aus" abgegeben. Sollten Ungenauigkeiten bei der Abgabe des Zeitzeichens auftreten, so wird sogleich nach Beendigung des Zeitzeichens ein Irrungszeichen (zweimal acht schnell aufeinander folgende Punkte) und darauf die Meldung „Zeitsignal ungültig" abgegeben. Während der Abgabe des Zeitzeichens herrscht im Funknetz der R. T. V., bei den Anlagen anderer Behörden und den privaten Funkanlagen Funkstille.

(Fortsetzung folgt.)

Das drahtlose Amateurwesen in Holland.[1])

Von **H. Veenstra.**

Obwohl schon vor dem Kriege das Empfangen von drahtlosen Nachrichten in Holland einem jeden freigelassen war, gab es damals nur wenige Amateure, weil die Radiotechnik noch nicht die vielen Versuchsmöglichkeiten bot, welche sie so verbreitet und beliebt ge-

1) Wir geben den obigen Artikel wieder, ohne uns in allen Einzelheiten mit ihm einverstanden erklären zu können. Der Artikel enthält indessen wesentliche Gesichtspunkte, welche für den voraussichtlich bald in Deutschland frei gegeben werdenden Amateurbetrieb Berücksichtigung finden können. Immerhin ist aber zu beachten, daß insofern zwischen Deutschland und allen übrigen Ländern ein erheblicher Unterschied besteht, als in Deutschland nach erfolgtem Zusammenbruch von 1918 unter



macht haben, wie sie es heute ist. Für die wenigen Amateure vom alten Stamm aus der Zeit von „Kohärer und Zelle" war es eine große Enttäuschung, als beim Anfang des Weltkrieges das Empfangen verboten wurde. Die Antennen wurden heruntergeholt, die Apparate versiegelt, . . . aber die Liebe für die einmal gekostete und jetzt verbotene Frucht blieb, und so entstand noch während des Weltkrieges im Jahre 1916 die „Nederlandsche Vereeniging voor Radio-Telegraphie". Dieser Verein, in dessen Vorstand sowohl bekannte Fachleute, darunter Reichsingenieure, als Amateure saßen, wußte es dahin zu bringen, daß 1917 das Empfangsverbot wieder aufgehoben wurde.

Nach diesem Erfolg eröffnete sich für den Verein und dessen Mitglieder ein großes Arbeitsfeld, zumal damals die Technik inzwischen schon mehr entwickelt war.

Im März 1918 wurde im Haag eine sehr interessante Ausstellung veranstaltet, welche hauptsächlich von Amateuren mit selbstgebauten Apparaten beschickt wurde. Auf dieser Ausstellung ist zum erstenmal in Holland das Audion vorgeführt worden. Von diesem Augenblick an hat das holländische Amateurwesen einen für ein verhältnismäßig so kleines Land so großen Umfang angenommen, und es kann als nicht übertrieben angenommen werden, daß es jetzt etwa 4000 Amateure mit eigenen Empfängern gibt. Da man in Deutschland bis jetzt noch keine Amateure auf dem Gebiete der Drahtlosen kennt, wird wohl behauptet, daß die modernen Empfänger mit Röhren und Selbsterregung den öffentlichen Verkehr stören könnten und daß die durch internationales Übereinkommen festgelegte Geheimhaltung des Telegrammwechselverkehrs, bei Zulassung von Amateuren fortfiele. Gegen

---

Leitung von H. Bredow das Reichspostministerium die drahtlose Telegraphie als wirkliches Verkehrsmittel für Übersee, den europäischen Nachrichtenverkehr und auch die spezielle deutsche Nachrichtenübermittlung eingeführt hat. Dieser Verkehr, welcher gut funktioniert, und dem Reiche erhebliche Einnahmen abwirft, darf naturgemäß durch den Amateurbetrieb nicht beeinträchtigt werden. Es kann infolgedessen wohl kaum dem Amateursenden das Wort geredet werden, vielmehr wird sich der Betrieb, ähnlich wie dies in England vorgesehen ist, auf ein Empfangen eines bestimmten Wellenbereiches beschränken müssen. Aber auch alsdann können nicht nur die von dem Verfasser angegebenen nicht zu unterschätzenden Vorteile für die Amateure erzielt werden, sondern es wird auch möglich sein, die drahtlose Nachrichtenübermittlung als ein wirkliches Volksbildungsmittel zu verwenden und weite Kreise der Bevölkerung in Deutschland mehr zu technischem Verständnis und Können zu erziehen, als dies bisher der Fall war.

Die Redaktion.

die erste Behauptung sei bemerkt, daß, soweit bekannt, von Störungen durch Amateurempfänger in Holland bis jetzt in der Praxis noch nichts bemerkt worden ist, obwohl in der unmittelbaren Nähe von Reichsfunkstellen Amateurantennen aufgestellt sind. Was den zweiten Punkt, die Geheimhaltung, anbetrifft, so wird auch dieser stets von der holländischen Reichspostbehörde im Auge behalten, da sie den Amateuren gesetzlich das Verbot auferlegt hat, Nachrichten, welche nicht für sie bestimmt sind, niederzuschreiben, zu veröffentlichen oder Dritten mitzuteilen. Nur die Nachrichten, welche für allgemeine Zwecke ausgesandt werden, wie Wetternachrichten, Pressedienst usw. dürfen von einem jeden aufgenommen werden.

Hierzu kommt noch, daß für die meisten Amateure die Freude nicht im Aufnehmen von Telegrammen liegt, sondern einerseits hauptsächlich im eigenhändigen Bauen von Empfängern, Verstärkern usw. und andererseits im Abhören von drahtlosen Konzerten, welche heutzutage irgendwo wohl jeden Tag gegeben werden.

Außerdem ist es mit den neuesten Mitteln der Technik (z. B. Rahmenempfängern) ohne weiteres möglich, daß derjenige, der nicht als Amateur, sondern aus anderen Gründen die Vorgänge in der Ätherwelt abhören will, es ebenso gut tun kann, wenn das Empfangen offiziell verboten ist.

Wie die Erfahrung, z. B. in Holland in den vergangenen fünf Jahren gelehrt hat, scheint sowohl aus gesetzlichen, wie aus technischen Gründen die Freiheit des Empfangens drahtloser Nachrichten keine nachteiligen Einflüsse zu haben, im Gegenteil bietet die Möglichkeit zum Anstellen von Versuchen durch Amateure bestimmte Vorteile.

So berief Dr. Esau aus Berlin sich kürzlich gelegentlich eines im Haag gehaltenen Vortrages auf das bereitwillige Zusammenarbeiten holländischer Amateure, um Näheres über die Verschiedenheit der Empfangslautstärke einer bestimmten Station an verschiedenen Stellen zu erfahren. Auch können Beobachtungen von Amateuren bei Telephonieversuchen z. B. bei der Beurteilung der Lautstärke, Konstanz, Sprachübertragung usw. sehr gute Dienste erweisen.

Die monatlich erscheinende Fachzeitschrift „Radio-Nieuws", das offizielle Organ der „Nederlandsche Vereeniging voor Radio-Telegraphie", enthält sowohl Artikel von Radio-Ingenieuren wie von Amateuren. Die Vereinsmitglieder finden in dieser Zeitschrift dann auch immer eine große Verschiedenheit an Literatur auf dem Gebiete der draht-

losen Technik. Stets sofort nach Bekanntmachung werden die neuesten Erfindungen einer Besprechung unterworfen.

Weiter hat der Verein in allen größeren Städten Unterabteilungen, welche den Zweck haben, die Mitglieder zusammenzubringen und durch Vorträge, Vorführungen usw. die Bekanntschaft mit der Radio-Telegraphie und -Telephonie zu erweitern.

Es ist oft unglaublich, mit wie wenigen Mitteln manchmal die Amateure gute Erfolge erzielen. So ist z. B. der Empfang der niederländischen Station bei Bandoeng (PKX) für viele Amateure kein Kunststück mehr, während sogar manchen Schreibempfang amerikanischer Großstationen möglich ist. Auch die von amerikanischen Amateuren versuchsweise vorgenommenen Nachrichtenübermittelungen mit kleiner Energie und auf kürzeren Wellen sind in Holland durch Amateure empfangen worden.

Ein sehr beliebtes, kürzlich erschienenes Buch, „Het Draadloos Amateurstation" von J. Corver, gibt den Amateuren eine sehr gute Anleitung beim Entwurf ihrer Empfangsstationen. Man findet darin die üblichsten Schaltbilder vom einfachen Zellenempfänger an bis zum Empfänger und Verstärker mit Doppelgitterröhren.

Es ist eine typische Erscheinung, daß die meisten Leute, welche einmal der Radiotechnik als Liebhaber nähergetreten sind, diese nicht nur als eine vorübergehende Spielerei betrachten, sondern sich immer sehr ernsthaft weiter damit beschäftigen.

Obwohl bis jetzt das Senden in Holland den Amateuren noch verboten ist (vielleicht wird in der nächsten Zeit auch hier, wie in Frankreich, England und Amerika eine bestimmte Welle für Amateurversuche freigegeben werden), haben doch einige Firmen eine Sendebewilligung für Versuchszwecke bekommen. So gibt z. B. die Nederlandsche Radio-Industrie im Haag jeden Sonntagnachmittag und manchmal auch Donnerstagabend sehr gute Radiokonzerte, welche nicht nur von den holländischen, sondern auch von den englischen und französischen Amateuren regelmäßig abgehört werden. Auch werden allgemeine Mitteilungen auf radiotechnischem Gebiet durch diese Stelle verbreitet. So wurde seinerzeit eine kurze Zusammenfassung des im April gehaltenen Vortrages von Dr. Esau mit der obenerwähnten Bitte innerhalb einer Stunde nach Beendigung den Amateuren des ganzen Landes drahtlos übermittelt.

Der Zweck dieses Artikels, auf Anregung einiger deutscher Fachleute geschrieben, war, einen Einblick zu geben, daß die den Radioamateuren in Holland gegebene Freiheit für den offiziellen Verkehr

keine praktischen Nachteile mitbringt, sondern nur der drahtlosen Technik im allgemeinen zugute kommt. Es ist hierbei jedoch zu bemerken, daß eine Übertreibung, wie sie augenblicklich jenseits des Ozeans stattfindet, nicht erwünscht ist.

Es ist der Behörde in Holland immerhin möglich, auch wenn den Amateuren alle Freiheit gegeben wird, vorzubeugen, daß eine, auch von ernsthaften Amateuren selbst nicht gewünschte „Rage" eintritt. —

Referate.

Aus der russischen radiotelegraphischen Literatur. Der hohen Bedeutung entsprechend, welche die drahtlose Nachrichtenübertragung zurzeit für Rußland hat und auch in Zukunft haben wird, werden die Arbeiten auf diesem Gebiete von der Regierung lebhaft gefördert. Es besteht dort ein großes staatliches Laboratorium für Hochfrequenztechnik in Nischni-Novgorod a. d. Wolga, ferner sind auch Hochschullaboratorien in Petrograd und Moskau verhanden. Es besteht ferner eine „Russische Gesellschaft der Radioingenieure". Das Novgoroder Laboratorium, das dem Volkskommissariat für Post und Telegraphie untersteht, gibt eine eigene Zeitschrift „Die drahtlose Telegraphie und Telephonie" unter Redaktion des Professors W. Lebedinsky heraus. Dem Referenten liegen vier Hefte Nr. 10, 11, 12 und 13 der Jahrgänge 1921 und 1922 dieser Zeitschrift vor. Über einiges aus dem Inhalt soll in folgendem kurz berichtet werden:

W. W. Tatarinoff, Kathodenröhren als Frequenzwandler (Heft Nr. 10, S. 436). Es wird eine Schaltung zur Erzeugung ausgeprägter höherer Harmonischer vorwiegend für Meßzwecke, wie z. B. Wellenmessereichung, beschrieben. Es wird zu diesem Zwecke in bekannter Weise die Ventilwirkung einer Kathodenröhre ohne Gitter verwendet, doch wird in dem Gleichrichterkreis, der mit dem Hochfrequenzgenerator gekoppelt ist, eine konstante, regulierbare Gegenspannung gelegt. Durch diese Gegenspannung ist es möglich, einen beliebigen Teil der pulsierenden Sinuskurve der Grundfrequenz abzuschneiden und infolgedessen eine beliebige höhere Harmonische besonders zu bevorzugen. Es wird untersucht, welche Werte die Gegenspannung annehmen muß, um den maximalen Amplitudenwert der gewünschten Harmonischen zu erhalten.

M. A. Bontsch-Brujewitsch, Einige besondere Eigen-

schaften radiotelephonischer Geräte (Heft 10, S. 437). Der Verfasser beklagt das Fehlen einer eingehenden Theorie der radiotelephonischen Übertragung und den Mangel allgemeiner Grundsätze für die Beurteilung der Arbeitsweise von Telephoniesendern. Er gibt dann einige Unterlagen für diese Beurteilung. Es wird der Begriff der Beeinflussung erläutert und auf die Schwierigkeit seiner genauen Festlegung bei den sehr komplizierten und sehr verschiedenen Stromkurven einzelner Laute hingewiesen. Ferner wird die Reinheit der Wiedergabe und die Verzerrung besprochen und an Hand von Oszillogrammen gezeigt, daß eine sehr merkbare oszillographische Verzerrung einen unwesentlichen Einfluß auf die Deutlichkeit der Wiedergabe ausüben kann. Es wird vorgeschlagen, bestimmte Verzerrungen absichtlich zuzulassen, wenn dadurch die Ausnutzung der Senderleistung eine bessere wird. Dieses wird an Hand oszillographischer Darstellungen gezeigt. Ferner wird der Einfluß der Wellenlänge behandelt und auf das bekannte Ausschwingen der Antennen insbesondere bei langen Wellen und die dadurch eintretende Verzerrung hingewiesen.

W. R. Lebedinsky, Theorie der Gitterröhre (Heft 10, S. 446). Die Arbeit enthält eine kurz zusammengefaßte Theorie der Gitterröhre, wobei der Verfasser das bekannte Werk von H. Möller „Elektronenröhren und ihre technischen Anwendungen" zugrunde legt.

J. Freymann, Über die Messung der wirksamen Kapazität von Antennen (Heft 11, S. 20). Die Arbeit bezieht sich auf die bekannte Methode der Messung der wirksamen Kapazität mit Verlängerung der Antenne durch eine Induktivität. Um eine merkliche Veränderung der Spannungsverteilung und damit der wirksamen Kapazität durch die Verlängerung zu vermeiden, darf diese bekanntlich einen gewissen Wert nicht übersteigen. Man rechnet gewöhnlich mit 10 %. Es wird nun gezeigt, daß durch die Annahme nur kleiner prozentualen Verlängerungen die Genauigkeit der Methode, die ja eine Differentialmethode ist, sehr in Frage gestellt wird. Es wird deshalb vorgeschlagen, größere Verlängerungen einzuführen und den entstehenden Fehler durch einen Korrektionsfaktor zu berücksichtigen. Es wird die Ableitung dieses Korrektionsfaktors angegeben, sowie die Berechnungsweise erläutert. Es werden Kurven für den Korrektionsfaktor in Abhängigkeit von der prozentualen Verlängerung angeführt.

M. A. Bontsch-Brujewitsch, Eine neue Beeinflussungsschaltung für drahtlose Telephonie (Heft 11, S. 63). Es ist von Vorteil die Beeinflussung eines Telephoniesenders so einzurichten, daß er für schwächere Töne sehr empfindlich ist, bei starken aber noch

nicht „überschrien“ wird. Auf diese Weise ist es möglich, den Sender voll auszunutzen, ohne schädliche Nebenwirkungen. Es wird eine Schaltung beschrieben, durch welche dieses Ziel erreicht werden kann und zwar in Verwendung für einen Telephonie-Röhrensender. Die Schaltung arbeitet in bekannter Weise mit einer Vorröhre in Hintereinanderschaltung mit der Schwingungsröhre. Im Gitterkreise der Vorröhre liegen zwei gegeneinandergeschaltete Batterien (+ am Gitter und Faden), zwischen ihnen ein hoher Widerstand. Diesem Widerstand und der einen Batterie liegt eine weitere Röhre (Sprechröhre) parallel, deren Gitter durch das Mikrophon besprochen wird. Bei negativem Gitterpotential der Sprechröhre ist die Spannung am Gitter der Vorröhre gleich der Differenz der Spannungen, beider Batterien, also nur gering. Bei großem positiven Potential bildet die Röhre einen Kurzschluß zu dem sehr hohen Widerstande und der negativen Batteriehälfte, so daß die Spannung am Gitter gleich der Spannung der positiven Batteriehälfte ist. Dadurch kann die Spannung am Gitter der Vorröhre nicht über den Betrag der Spannung der einen Batterie steigen, erreicht aber diesen Wert schon bei geringen Mikrophonbesprechungen. Die Schaltung wurde bei der drahtlosen Telephoniestation in Moskau angewandt.

A. S. Irissoff, Die Ionisation der Atmosphäre und die Empfangsintensität während der Sonnenfinsternis am 8. April 1921 (Heft 11, S. 109). Es wird über Versuche mit gleichzeitigen Messungen der Luftionisation und der Empfangsintensität berichtet, welche unter der Leitung von Professor B. W. Iljin ausgeführt worden sind. Die Messungen der Ionisation erfolgten an zwei Stellen in Moskau, während die Beobachtung der Empfangsintensität in Moskau, Minsk und Saratow ausgeführt wurden. Für die Ionisationsmessungen wurde der Aspirationsapparat von Ebert bzw. der Apparat von Elster und Geitel verwendet. An einer Stelle wurden die Messungen in 30 m Höhe vom Erdboden ausgeführt. Die Messungen der Empfangsintensität erfolgten mit dem Galvanometer oder mit der Parallelohmmethode. Aus den Kurven der Ionisation und der Empfangsintensität ist deutlich zu ersehen, daß dem Zeitpunkt der maximalen Verfinsterung annähernd ein Minimum der Ionisation und ein Maximum der Empfangsintensität entspricht. Der Verfasser hält zukünftige genauere Untersuchungen der Art für sehr wünschenswert.

D. A. Roschansky, Die dynamischen Konstanten eines Luftleiters (Heft 13, S. 293). Der Verfasser stellt sich die Aufgabe die dynamischen Konstanten eines Luftleiters, also die wirksame Kapazität, Induktivität und den Widerstand mathematisch zu definieren.

Er geht dabei von den Annahmen aus, daß die Verteilung der Induktivität, Kapazität und des Widerstandes längs der Antenne bekannt ist und daß in jedem Punkte Spannung und Strom sich nach demselben Gesetze ändern. Man erhält dann auf Grund der Kirchoffschen Gleichungen für eine geerdete Antenne

$$C_a = \frac{1}{v_1}\int_0^e C_1\, v\, dx; \quad L_a = \frac{1}{i_0}\int_0^e L_1\, i\, dx; \quad R_a = \frac{1}{i_0}\int_0^e R_1\, i\, dx$$

für die wirksamen Konstanten des Luftleiters, wobei C_1, L_1, R_1 die entsprechenden Größen pro Längeneinheit bedeuten, die gleichfalls von x, dem Abstande von dem Fußpunkte der Antenne, abhängig sein können, während i_0 = dem Momentanwert des Stromes am Fußpunkt, v_1 = dem Momentanwert der Spannung am Endpunkt ($x = e$) ist. Es werden einige Spezialfälle untersucht.

W. S. Bachenow, Die Mehrfachempfangsstation in Lüberzy (Heft 13, S. 310). Die im Sommer 1921 in Betrieb genommene Empfangsstation in Lüberzy, 25 km von Moskau entfernt, wird beschrieben. Die Station dient für den Empfang aus Carnavon, San-Paolo (Rom), Warschau, Taschkent, Nauen und Paris bei gleichzeitigem Senden der beiden Moskauer Sendestationen und soll die zentrale Empfangsstation für den Moskauer radiotelegraphischen Knotenpunkt bilden. Das gerichtete Empfangssystem ist nach Angaben des Verfassers ausgeführt worden. Einzelheiten über die Antennenanordnung des Verfassers sind an einer anderen Stelle ausführlich behandelt, welche dem Referenten nicht zugänglich war. Es handelt sich im wesentlichen um 6 Rahmenantennen besonderer Ausführung, welche von einem einzigen Mast von 60 m Höhe getragen werden. Die Antennen sind in bekannter Weise nach den Sendestationen orientiert. Von den Empfängern sind 4 mit Audion und Rückkoppelung, 2 ohne Rückkoppelung ausgeführt. Alle Empfänger besitzen Verstärkersätze. Die Station arbeitet beim gleichzeitigen Senden der Moskauer Großstationen vollkommen störungsfrei. In Zukunft soll Senden und Empfang in Moskau zentralisiert werden. Bisher konnte nur einer von den 6 Sendern in Moskau abgehört werden, da weitere Leitungen anscheinend fehlten.

A. F. Schorin, Radioschnelltelegraphie und Schreibempfang (Heft 13, S. 318). Nach einer allgemeinen Betrachtung der Schnelltelegraphie im drahtlosen Verkehr vom wirtschaftlichen Standpunkte, behandelt der Verfasser die in Rußland bisher ausgeführten Versuche auf diesem Gebiet. Zunächst wird die Arbeit mit einer Ver-

suchsanordnung mit Hughesapparaten zwischen Moskau und Detskoje-Sselo beschrieben. Es wurde keine räumlich getrennte Sende- und Empfangsstation benutzt, nur eine Trennung von Sende- und Empfangsantenne. Für die Zwecke der Synchronisierung war eine Zwischenhörvorrichtung vorgesehen. Es wird der Einfluß der atmosphärischen Störungen behandelt und angegeben, daß durch diese überflüssige Buchstaben übertragen werden. Es wird darauf hingewiesen, daß man den Einfluß der atmosphärischen Störungen durch eine Art Ruhestromverfahren wesentlich verringern kann, bei dem die Zeichen durch Unterbrechungen eines Dauerstriches gegeben werden (als negative Zeichen). Dieses Verfahren hat aber den Nachteil, daß während des Stillstandes des Apparates ein Dauerstrich gegeben wird. Ein Nachteil des Hughesapparates bildet die verhältnismäßige Leichtigkeit der Störungen des Synchronismus durch atmosphärische Entladungen.

Für größere Entfernungen, also größere Sendeleistungen, kommt der Hughesapparat wegen seiner geringen Wortgeschwindigkeit nicht in Frage. Es wurden deshalb Versuche mit dem Apparat von Baudot zwischen Moskau und dem Laboratorium in Nischni-Novgorod unternommen. Als Sender diente die Moskauer Chodynkastation, welche von einem zweifachen Baudotapparat betätigt wurde, der in Nischni-Novgorod aufgestellt war und über eine Drahtleitung den Moskauer Sender steuerte. In dem Laboratorium in Nischni wurden die Zeichen empfangen und einem Baudotempfänger zugeführt, so daß eine unmittelbare Kontrolle der Übertragung stattfinden konnte. Die Wortgeschwindigkeit wird nicht angegeben, doch wird mitgeteilt, daß nach Anhalten und Ingangsetzen der Apparate der Synchronismus in etwa 1 Minute erreicht wurde und die Zeichen sauber übertragen wurden. Atmosphärische Störungen hatten falsche Buchstaben zur Folge, ohne den Synchronismus zu beeinflussen. Leo Pungs.

Frederick A. Kolster und **Francis W. Dunmore,** The Radio Direction Finder and its Application to Navigation.

Unter diesem Titel haben die Verfasser als Nr. 428 der vom Bureau of Standards in Washington herausgegebenen technisch-wissenschaftlichen Abhandlungen im Januar 1922 eine Arbeit veröffentlicht, die sich mit dem Problem der Richtungsbestimmung mittels elektrischer Wellen und deren Anwendung auf die Schiffahrtssicherung beschäftigt. Sie verwenden dabei Rahmenantennen in Verbindung mit Hochfrequenzverstärkern, die sie auf den Schiffen drehbar aufstellen wollen und mit

deren Hilfe es dem Kapitän des Schiffes ermöglicht werden soll, von der Kommandobrücke aus die Richtung von Senderstationen zu bestimmen, die längs der Küste aufgestellt sind und dauernd unterscheidbar drahtlose Zeichen aussenden, ähnlich wie Leuchttürme Blink-

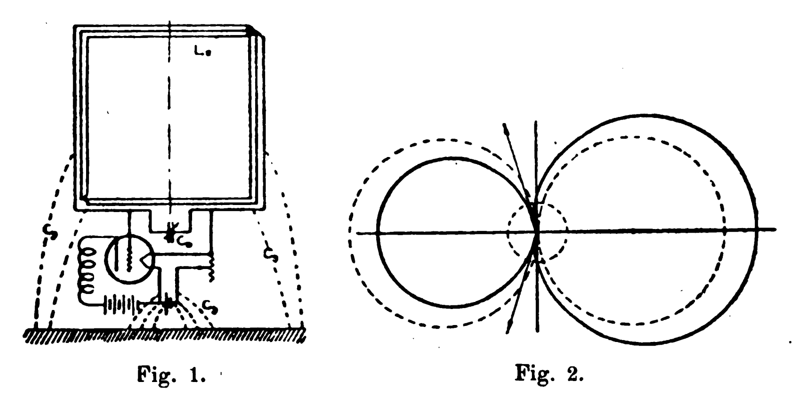


Fig. 1. Fig. 2.

lichter verschiedener Art aussenden, aus deren Natur der Schiffsführer die geographische Lage der betreffenden Station an Hand von Seekarten identifizieren kann und aus deren Richtungen er dann trigonometrisch oder graphisch mit Hilfe der Seekarten die augenblickliche

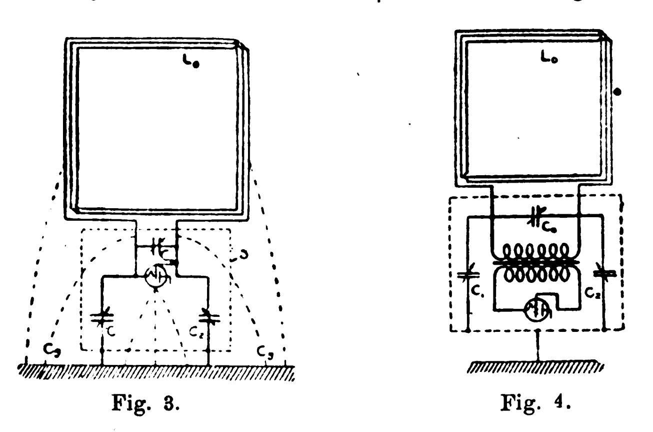


Fig. 3. Fig. 4.

geographische Lage des Schiffes bestimmen kann. Die Verfasser behandeln zunächst die Theorien derartiger Rahmenempfangsantennen, ihr ∞-förmiges Empfangsvektordiagramm und die Beziehungen zwischen der Wellenlänge, den räumlichen Dimensionen der Rahmenspule und den günstigsten Windungszahlen und Windungsabständen der Wicklung,

je nachdem man im Mittelpunkt der Drahtwindung maximale Stromstärke oder an den Klemmen des eingeschalteten Abstimmkondensators maximale Spannungen zu erhalten wünscht. Sodann behandeln die Verfasser den Einfluß, den die unsymmetrische Verteilung der Kapazität der Schaltelemente gegen Erde auf das Empfangsvektordiagramm ausübt; Fig. 1 zeigt z. B. diese unsymmetrische Verteilung der Kapazität gegen Erde und Fig. 2 zeigt den Einfluß dieser Unsymmetrie auf das Vektordiagramm und die Nullrichtung. Zum Eliminieren dieses Einflusses können dann Ausgleichskapazitäten nach Art der Fig. 3 oder der Fig. 4 vorgesehen werden oder es kann auch eine doppelseitig ausgebildete Verstärkerröhre der Schaltung der Fig. 5 benutzt werden.

Um eine einseitig gerichtete Empfangswirkung, d. h. ein Vektordiagramm nach Art der Fig. 6 zu erhalten, kann die Schaltung nach

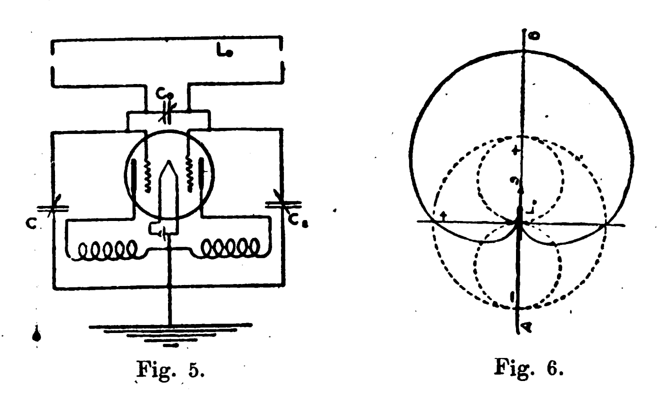


Fig. 5. Fig. 6.

Fig. 7 getroffen werden. Die Kondensatoren C_1 und C_2 werden so eingestellt, daß elektrische Symmetrie der Kapazität gegen Erde besteht. Dann wirkt die Rahmenspule auf die Röhre einerseits als geschlossene Rahmenantenne, andererseits infolge ihrer Kapazität gegen Erde und des Erdanschlusses auch als offenes Antennensystem, wobei die hierdurch erzeugten, von der räumlichen Einstellung der Rahmenspule unabhängigen Empfangsschwingungen vermittels des Koppelungstransformators C_2 C_3 auf die Röhre einwirken. Fig. 8 zeigt, wie man durch Anordnung einer Zusatzkapazitätsfläche A diese Wirkung verstärken kann. Interessant sind die Beobachtungen, die die Verfasser über den Einfluß elektrisch leitender Massen, z. B. großer eiserner Brücken, oder auch großer Bäume, auf die Empfangsrichtung ausüben. Hierdurch wird die Wellenfront abgelenkt und die Einfallrichtung der Wellen verschoben. Sie geben zwei graphische Darstellungen dieser Einflüsse;

bei der einen ist besonders deutlich der Einfluß größerer Starkstrom- und Telegraphenleitungen und einer eisernen Brücke auf die Genauigkeit der Richtungsbestimmung und bei der anderen, die den Einfluß des großen Washington-Monuments zeigt, sind auf eine Geländekarte an etwa 25 rings um dieses Monument verteilten Beobachtungsstellen die jeweils ermittelten Empfangsrichtungen eingetragen, die zeigen, daß Abweichungen bis nahezu 90° beobachtet worden sind. Dieses große Monument wirkt also offenbar gemäß dem Huyghensschen Prinzip

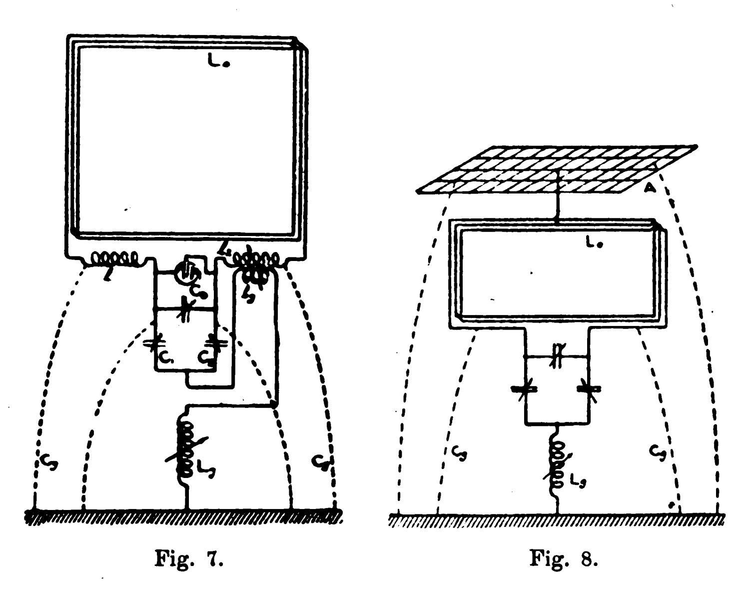


Fig. 7. Fig. 8.

unter dem Einfluß der eintreffenden Wellen als neues Energiezentrum, so daß eine Beugung der Wellen um das Monument herum stattfindet.

Auch ausgespannte Drähte, Antennen u. dgl. wirken ähnlich verzerrend auf das Vektordiagramm, ebenso wirkt aber auch, wenn die Rahmenantennen auf eisernen Schiffen aufgestellt werden, der Schiffskörper selbst. Auf der an der Apparatur angebrachten Kompaßrose werden daher zweckmäßig die vorher für den Schiffskörper experimentell ermittelten Differenzwinkel angegeben, die jeweils zu der beobachteten Einfallrichtung der Wellen addiert oder davon subtrahiert werden müssen; in Fig. 9 ist eine solche Kompaßrose mit den Korrektionswinkeln dargestellt. Die Gesamtschaltung des Richtungssenders zeigt Fig. 10. Der einstellbare Kondensator C_0 bildet zusammen mit der

Rahmenspule L_0 den auf die Empfangswelle abgestimmten Hauptempfangskreis. Quer zum Kondensator C_0 liegt entweder direkt oder unter Vermittlung eines Spannungstransformators P der Empfangs- oder Verstärkerapparat D. Dieser besteht aus einem dreistufigen Hochfrequenzverstärker, einem Detektor und einem zweistufigen Niederfrequenzverstärker. Die Telephonhörer T sind in genügend großer Entfernung von der Rahmenantenne und in fester Lage angeordnet, um jede Rückwirkung auf die Rahmenantenne zu vermeiden. Schleifringen ver-

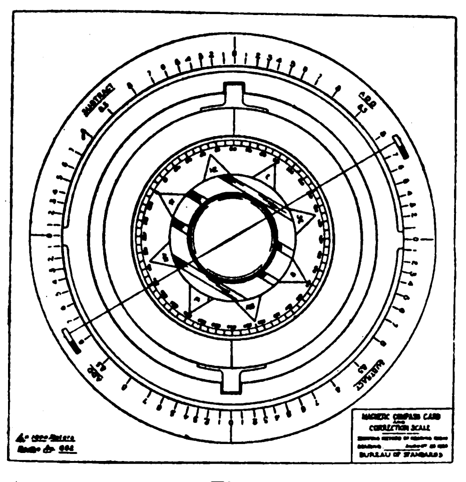


Fig. 9.

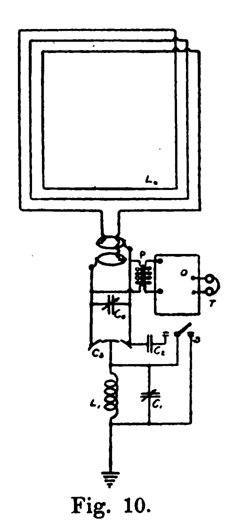


Fig. 10.

mitteln den Anschluß. Liegt der Schalter S rechts, so sind die Mittelplatten der doppelten Kondensatoren C_3 direkt geerdet. Diese doppelten Kondensatoren gestatten auf genaue Symmetrie gegen Erde einzustellen. Liegt der Schalter S links, so wird ein kleiner Kondensator C_2 parallel zu einer Hälfte des Doppelkondensators C_3 geschaltet und die Induktanz L_1 und der Abstimmkondensator C_1 in die Erdleitung eingeschaltet. Alsdann besitzt das System nicht mehr elektrische Symmetrie gegen Erde, so daß dann die einseitig gerichtete Empfangswirkung auftritt. Durch geeignete Einstellung der Kapazität C_2 und des Kreises L_1 C_1 kann die vollkommen einseitige Empfangswirkung in der oben beschriebenen Weise eingestellt und so der Richtungssinn der eintreffenden Wellen festgestellt werden. Im Betriebe wird daher zunächst der Schalter nach rechts gelegt, auf genaue Symmetrie eingestellt und dann durch Drehen der Rahmenantennen auf Empfang

Null eingestellt, d. h. also die Empfangsebene festgestellt. Durch Umlegen des Schalters *S* nach links wird dann der Richtungssinn der Wellen festgestellt. H. Eales.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Deutsche Patentschriften.

Schwingungserzeugung mittels Kathodenröhren.

D. R. P. 350872, Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. Berlin, patentiert vom 3. 5. 19 ab, ausgegeben 27. 3. 22.

Schaltungsanordnung zum Erzeugen und zum Empfang elektrischer Schwingungen mit Hilfe von Vakuumröhren mit zwei oder mehreren Hilfselektroden. Das Wesen besteht darin, daß mindestens zwei von diesen Hilfselektroden an verschiedene abstimmbare Schwingungskreise angeschlossen sind, und daß ferner mindestens ein mit einer Hilfselektrode verbundener abstimmbarer Schwingungskreis auch mit einer Hauptelektrode verbunden ist. Zur Erzielung einer Generatorwirkung sind die beiden mit den Hilfselektroden gekoppelten Schwingungskreise aufeinander abgestimmt.

D. R. P. 353364, Marconis Wireless Telegraph Co. Ltd. in London, patentiert vom 13. 6. 20 ab, ausgegeben am 13. 5. 22, Unionspriorität 29. 5. 14, Großbritannien.

Kathodenröhre zur Verstärkung und Erzeugung ungedämpfter elektrischer Schwingungen mit einer Glühkathode und einer Anode. Nach der Erfindung wird von der Verwendung eines Gitters im Innern der Röhre abgesehen, und die Röhre wird in ihrem Querschnitt zwischen dem Glühdraht und der Anode zu einer Einschnürung verengt, durch welche die Entladung verläuft. Außerhalb der Röhre und um die Einschnürung herum wird ein Metallbelag aus Draht oder Blech angeordnet, der, wie früher das Gitter, über eine Selbstinduktion an die Stromquelle angeschlossen ist. Weiter werden auf beiden Seiten der Einschnürung die Pole eines Elektromagneten angeordnet, durch dessen Feld der Strom auf den gewünschten Betrag eingestellt werden kann.

D. R. P. 351468, Thüringische Landesuniversität Jena in Jena. Patentiert vom 19. 6. 20 ab, ausgegeben am 7. 4. 22.

Verfahren zur Beseitigung des Ziehens bei Zwischenkreis-Röhren-Sendern und Empfängern. Der Gitterspannung und dem von ihr ge-

steuerten Anodenstrom wird eine solche Phasenverschiebung gegenüber der Anodenspannung gegeben, daß durch sie die eine der Koppelungsschwingungen verstärkt, die andere vermindert wird. Zur Ausführung dieses Verfahrens dient eine Schaltung, bei der der Gitterkreis nicht nur mit dem Primärkreis, sondern auch mit dem Sekundärkreis induktiv, kapazitiv oder galvanisch gekoppelt ist. Die Kopplung zwischen Gitter- und Primärkreis kann auch ganz fehlen.

D. R. P. 354 522, Joseph Bethenod in Paris, patentiert vom 23. 6. 20, ausgegeben 10. 6. 22, Unionspriorität 26. 5. 16, Frankreich.

Schaltungsanordnung für elektrische Schwingungserzeuger, die mit ionisierten Gasen oder Dämpfen arbeiten und bei der der Schwingungs-

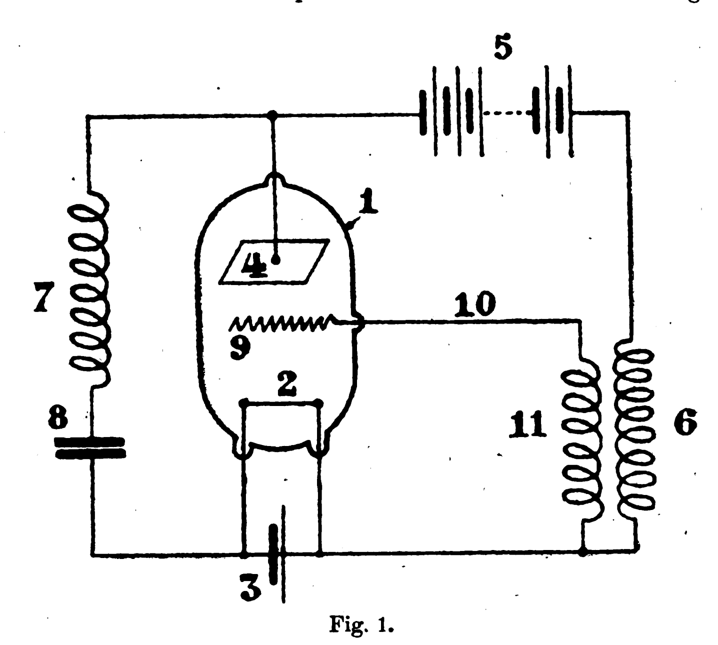


Fig. 1.

kreis nach Art der Duddellschen Schaltung an die Anode und Kathode angelegt ist. Das Wesen besteht darin, daß die Hilfselektrode nur mit dem Speisestromkreis der Anode gekoppelt ist. Fig. 1 zeigt eine Ausführung dieser Schaltungsanordnung.

D. R. P. 353 883, Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin, patentiert vom 5. 1. 21 ab, ausgegeben am 30. 5. 22.

Um zu vermeiden, daß beim Durchbrennen von Röhren Betriebsunterbrechungen stattfinden, werden Reserveröhren vorgesehen, die betriebs-

fertig angeschlossen sind und durch einen Umschalter im gegebenen Moment sofort selbsttätig in Betrieb gesetzt werden. Die Umschaltung wird von einem beispielsweise in den Heizstromkreis der Betriebsröhre *RB* (siehe Fig. 2) eingeschalteten Relais *R* besorgt, indem die Wicklung des Relais *R* von dem Betriebsheizstrom durchflossen wird. Brennt die Betriebsröhre *RB* durch, so wird die Spule des Relais *R* entweder

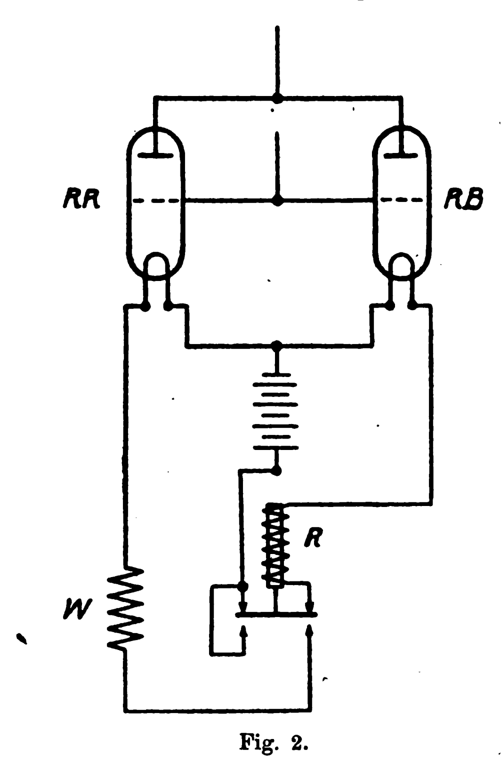


Fig. 2.

stromlos oder bei der Parallelschaltung von einem kleineren Strom durchflossen. Hierbei kann das Relais *R* so eingestellt sein, daß die Stromänderung das Einschalten des Heizstroms für die Reserveröhre *RR* zur Folge hat.

D. R. P. 353919, Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 25. 11. 17 ab, ausgegeben am 29. 5. 22.

Schaltungsanordnung für Vakuumschwingungserzeuger mit parallel zu Gitter und Kathode geschaltetem, mit dem Anodenkreis nicht rückgekoppelten Schwingungskreis. Zur Vermeidung von Mehrwelligkeit

ist die Anodenleitung durch Einschaltung der Hochspannungsbatterie in die Kathodenseite möglichst weitgehend kapazitätsfrei gemacht. Fig. 3 zeigt diese Schaltung.. Bei Verwendung von Erdung wird der positive Pol der Hochspannungsbatterie und damit das untere Ende der Kopplungsspule unmittelbar geerdet, während die Abstimmung der Antenne und die Kopplung des Antennenkreises durch veränderliche

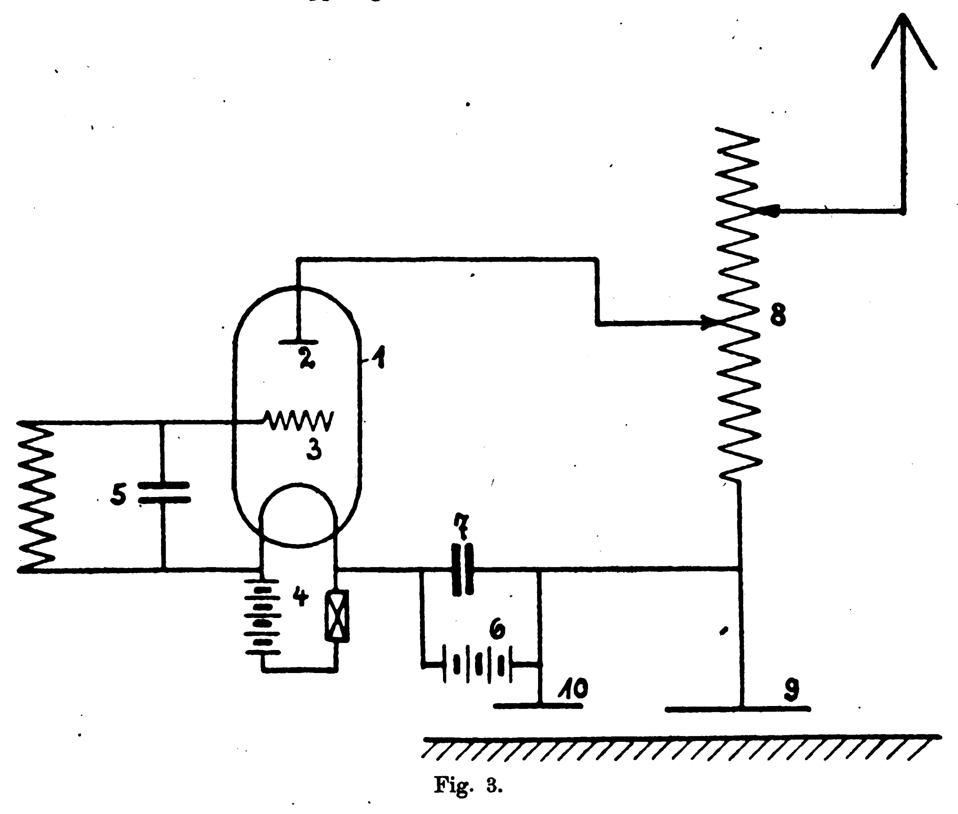


Fig. 3.

Anschlüsse der Antenne bzw. Anode an der Kopplungsspule bewirkt werden.

D. R. P. 353943, Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin, patentiert vom 15. 12. 17 ab. Ausgegeben am 29. 5. 22. Zusatz zu KP. 307681, vgl. Jahrb. **15**, S. 78.

Schaltungsanordnung für Vakuumröhren. Aus dem Stromkreise der an die Antenne angeschlossenen Röhre wird dem Gitter einer zweiten Vakuumröhre (22 in Fig. 4) Energie zugeführt, welche in dieser ver-

stärkt und teils zur Rückwirkung auf den Gitterkreis der ersten Röhre, teils zur Wirkung auf den Gitterkreis einer dritten Röhre (32) gebracht wird. In dem Anodenkreis der dritten Röhre ist das Telephon (35) eingeschaltet.

D. R. P. 353885, Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin, patentiert vom 15. 12. 17 ab, ausgegeben am 30. 5. 22.

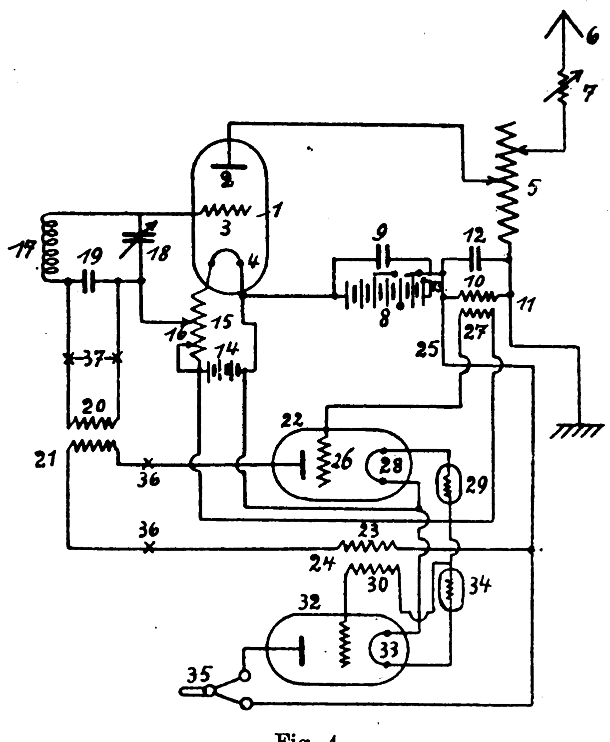


Fig. 4.

Kombinierte Sende- und Empfangsschaltung mit Vakuumröhren. Der an den Gitterkreis der Hauptröhre angeschlossene Rückkopplungstransformator wird unter Vermittlung eines geeigneten Schalters einerseits beim Empfang zur Niederfrequenzverstärkung benutzt und dient andererseits beim Senden mit seiner Sekundärseite zur Bildung eines Tonkreises.

Schwingungserzeugung mit Funkenstrecken.

D. R. P. 353141, Werner Otto in Berlin, patentiert vom 6. 3. 21 ab, ausgegeben am 13. 5. 22. Zusatz zu D. R. P. 326690, vgl. Jahrb. **17**, S. 58.

Offene Funkenstrecke zur Erzeugung elektrischer Schwingungen nach D. R. P. 326690. Die Elektrodenträger sind als Gehäuse ausgebildet, aus denen die innerhalb der Gehäuse in an sich bekannter

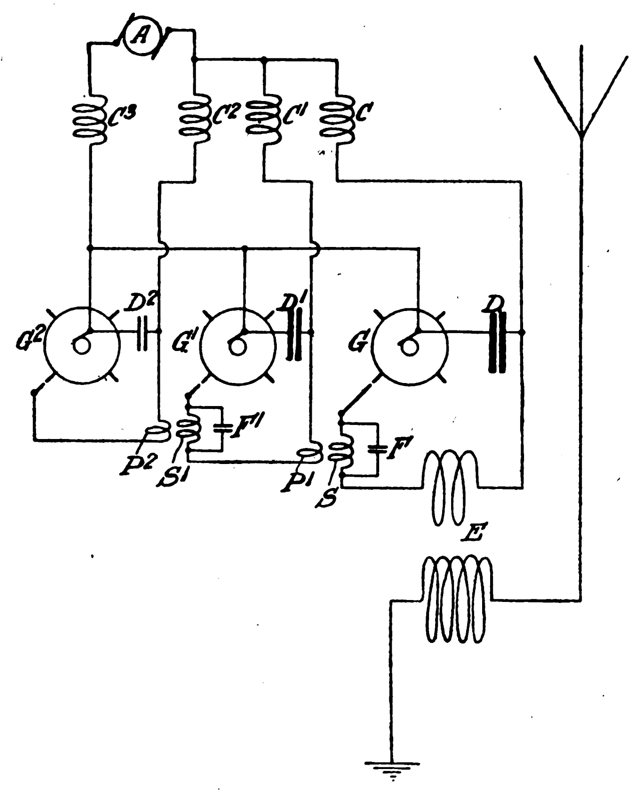


Fig. 5.

Weise der Kühlwirkung eines Luftstromes ausgesetzten Elektroden mit den Funkenübergangsteilen in die offenen Gehäusezwischenräume hineinragen.

D. R. P. 353942, Dr. Victor Apt in Breslau. Patentiert vom 28. 9. 21 ab, ausgegeben am 29. 5. 22.

Allseitig von Luft umgebene Löschfunkenstrecke zur Erzeugung

von Hochfrequenzströmen. Das Zentrum der ringförmigen metallenen Elektrodenplatten besteht aus Isoliermaterial und ist auf einer Seite mit einer Rinne zur Aufnahme einer Spiralfeder versehen. Zwei solche Elektrodenpaare werden dann auf einer Hohlachse aus Metall oder Isoliermaterial verschiebbar aufgereiht; die gegenseitige Bewegung bzw. Regulierung der Elektrodenplatten erfolgt dabei durch zwei Spiralfedern und zwei Muttern während des Betriebes. Die Elektrodenplatten sind

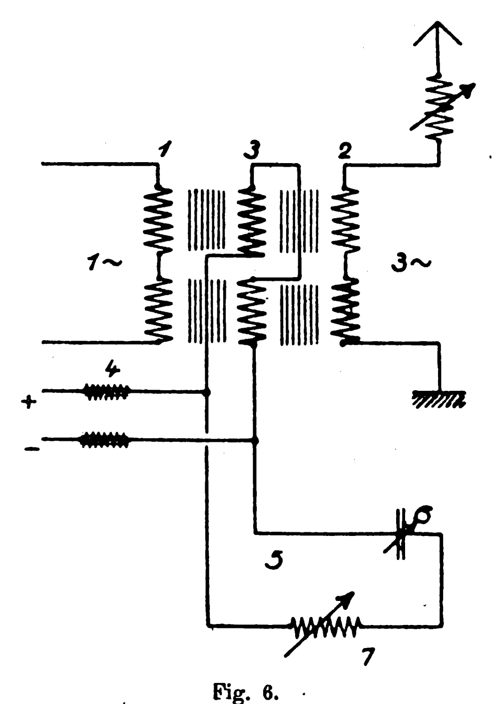


Fig. 6.

entweder durch Kühlrippen oder durch Wasserkühlung der Hohlachse gekühlt.

D. R. P. 351719, Marconis Wireless Telegraph Co. Ltd. in London, patentiert vom 23. 6. 20 ab, ausgegeben am 13. 4. 22, Unionspriorität 17. 1. 16 Großbritannien.

Senderanordnung für die drahtlose Telegraphie mit Verwendung eines Zündkreises für die Entladung des Hauptkondensatorkreises. Das Wesen besteht darin, daß ein zweiter Zündkreis D_2 P_2 G_2 (siehe Fig. 5) von sehr geringer Energieaufnahme verwendet wird, der zur zeitlichen Regelung der Entladung des ersten Zündkreises D' P' S' G'

dient. Hierdurch wird bezweckt, im Zeitpunkt der Entladung des Hauptkreises große Genauigkeit zu erzielen und ein zeitliches Zurückbleiben zu vermeiden.

Frequenztransformatoren.

D. R. P. 353882, Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin und Walter Dornig in Berlin-Steglitz. Patentiert vom 27. 8. 20 ab, ausgegeben am 30. 5. 22.

Verfahren zur Frequenzsteigerung mittels hilfsmagnetisierter Transformatoren oder Drosseln. Zur Verbesserung der sekundären Kurven-

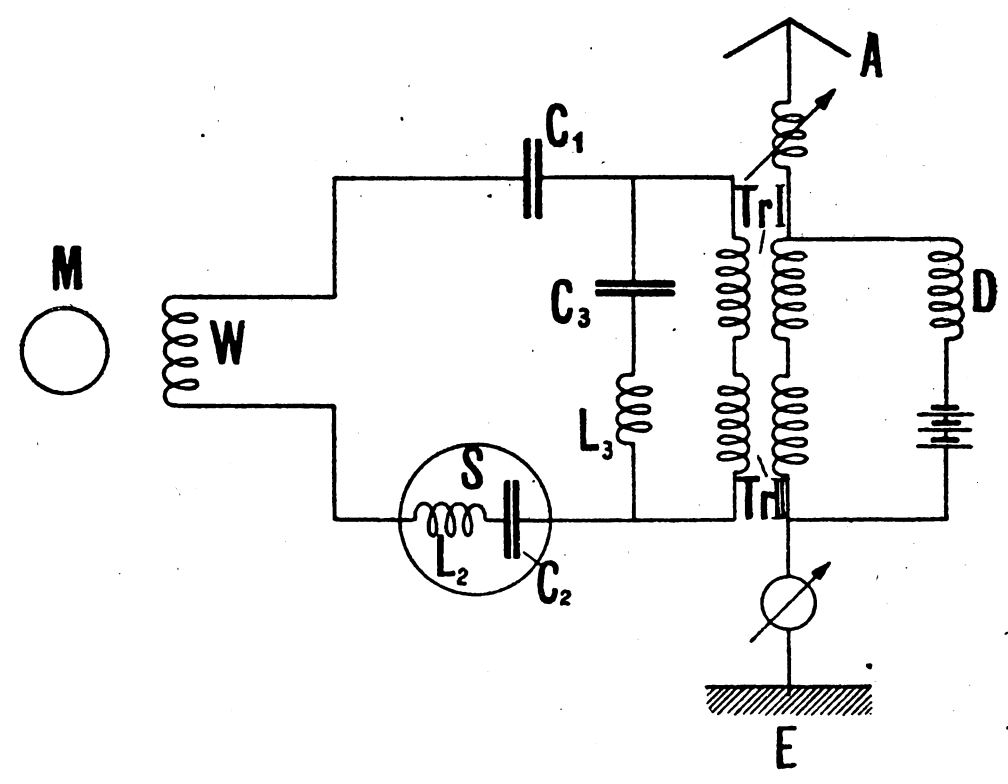


Fig. 7.

form und damit des Wirkungsgrades und zur Vermeidung von unerwünschten Oberschwingungen höheren Grades wird an entgegengesetzt geschaltete Wicklungen, die bei Frequenzsteigerern für ungerade Har-

monische die doppelte, bei Frequenzverdopplern die dreifache Grundfrequenz liefern, ein verstimmter verlustloser Hilfskreis angeschaltet, der so dimensioniert ist, daß durch ihn die Frequenztransformatoren nur von einer ganz bestimmten kleinen Wechselstrom-Hilfsamperewindungszahl gegenüber der primären oder sekundären Amperewindungszahl beeinflußt werden. In Fig. 6 ist eine Anordnung zur Ausführung dieses Verfahrens dargestellt. *5* ist dabei der genannte Hilfskreis doppelter Frequenz.

D. R. P. 354958, Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin, patentiert vom 17. 6. 19, ausgegeben am 17. 6. 22.

Anordnung zum Kühlen ruhender Frequenzumformer. Zwischen den einzelnen Blechpaketen des Transformatorkernes sind die Wärme gut leitende Zwischenstücke angeordnet, die aus dem Kern hervorragen und zwar sind diese Zwischenstücke gleichzeitig durch die zugehörige, in der Nähe des Umformers angeordnete Drossel hindurchgeführt, zum Zweck, die im Umformer entstehende Wärme auf diese Drosselspule abzuleiten. Die Zwischenstücke können auch als die eine Belegung der Kondensatoren dienen, die für den Umformer notwendig sind, während die andere Belegung durch eine besondere Metallplatte gebildet wird, die sich zweckmäßig zwischen den Rippen in einem gewissen Luftabstand befindet.

D. R. P. 350 972, C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin-Tempelhof, patentiert vom 7. 8. 18 ab, ausgegeben am 29. 3. 22.

Schaltungsanordnung zur direkten Erzeugung der dreifachen bzw. sechsfachen Frequenz mittels gleichstrommagnetisierter Transformatoren, deren Sekundärwicklungen gegeneinander geschaltet sind. Das Wesen besteht darin, daß den erzeugten höheren Frequenzen der Weg zur Maschine durch ein zweckmäßig aus Selbstinduktion und Kapazität bestehendes System gesperrt wird. Fig. 7 zeigt diese Schaltung, wobei S dieses Sperrsystem mit Selbstinduktion L_2 und Kapazität C_2 ist. Zur Erzeugung der dreifachen Frequenz liegt die auf die Nutzfrequenz abgestimmte Antenne an der Primärwicklung des Transformators. Zur Erzeugung der sechsfachen Frequenz ist die auf die Nutzfrequenz abgestimmte Antenne, wie dies Fig. 7 zeigt, an eine entsprechende Sekundärwicklung des Transformators angeschlossen. Parallel zum Generator kann dann ein auf die Oberwelle (dreifache Frequenz) abgestimmter Kurzschlußkreis (C_3 L_3) gelegt werden.

Senderschaltungen für drahtlose Telephonie.

D. R. P. 351371, Deutsche Telephonwerke G. m. b. H. in Berlin, patentiert vom 30. 8. 18 ab, ausgegeben am 6. 4. 22.

Sendeschaltung für Hochfrequenztelephonie mit durch Kathodenröhren erzeugten hochfrequenten Schwingungen. Das Wesen besteht

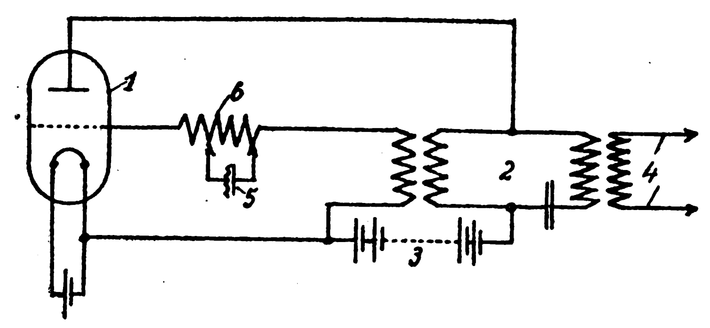


Fig. 8.

darin, daß das Mikrophon ohne eigene Parallelspule parallel zu im Gitterkreis der Kathodenröhre liegenden Selbstinduktionen oder Kapazitäten geschaltet ist und diese nur teilweise überbrückt. Der Gitterkreis bleibt dabei für gewöhnlich durch Drosselwirkung oder Schwingungs-

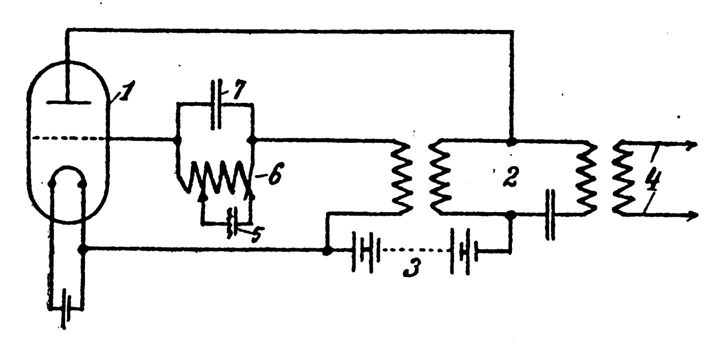


Fig. 9.

abstimmung frei von Hochfrequenz und wird nur beim Gebrauch des Mikrophons, das die Drosselung durch Überbrückung oder Verstimmung aufhebt, energieführend. Fig. 8 zeigt ein Ausführungsbeispiel dieser Schaltung. Die Anschlußpunkte des Mikrophons an der Selbstinduktion oder Kapazität sind zweckmäßig veränderbar. Es können auch Selbst-

induktion und Kapazität verwendet und zu einem Schwingungskreis vereinigt sein, der während der Sprechruhe auf die Hochfrequenz abgestimmt ist, wie Fig. 9 zeigt.

D. R. P. 353365, Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dr. Siegmund Löwe in Berlin, patentiert vom 31. 10. 17 ab, ausgegeben am 13. 5. 22.

Einrichtung zur drahtlosen Telephonie mit Erzeugung ungedämpfter Schwingungen durch Vakuumröhren. Das Wesen der in Fig. 10 dar-

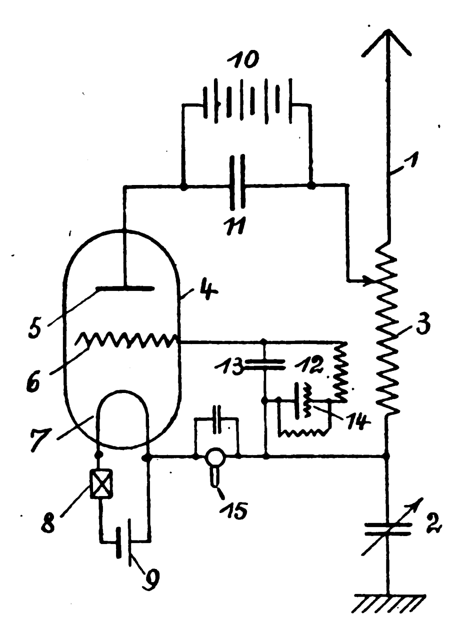


Fig. 10.

gestellten Anordnung besteht darin, daß das Mikrophon bzw. das mikrophonisch wirkende System (14) unter Parallelschaltung einer Spule in den Spulenzweig des Gitterkreises der Röhre eingeschaltet ist.

D. R. P. 353645, Bell Telephone Manufacturing Co. Société Anonyme in Antwerpen, patentiert vom 20. 2. 20 ab, ausgegeben am 23. 5. 22. Unionspriorität 14. 11. 14, Vereinigte Staaten von Amerika.

Sendevorrichtung für Telegraphie und Telephonie. Die Antenne oder Drahtleitung 8 (Fig. 11) ist mit einem Stromkreis gekoppelt, der außer einer Hochfrequenzquelle (1, 10) eine Vakuumröhrenanordnung (2) enthält, deren Kathoden-Anodenkreise im Rhythmus der zu über-

tragenden Hochfrequenz und deren Kathoden-Gitterkreise im Rhythmus der zu übertragenden Signalfrequenz beeinflußt werden. Die Hochfrequenz wird dabei durch eine Röhre geliefert, deren Anoden-Kathodenkreis in Reihe mit dem Anoden-Kathodenkreis einer zweiten Röhre geschaltet ist, wobei eine gemeinsame Gleichstromquelle (5) für die beiden Kreise Verwendung findet und der Antennenkreis oder die Drahtleitung (8) mit dem gemeinsamen Anoden-Kathodenkreis verbunden

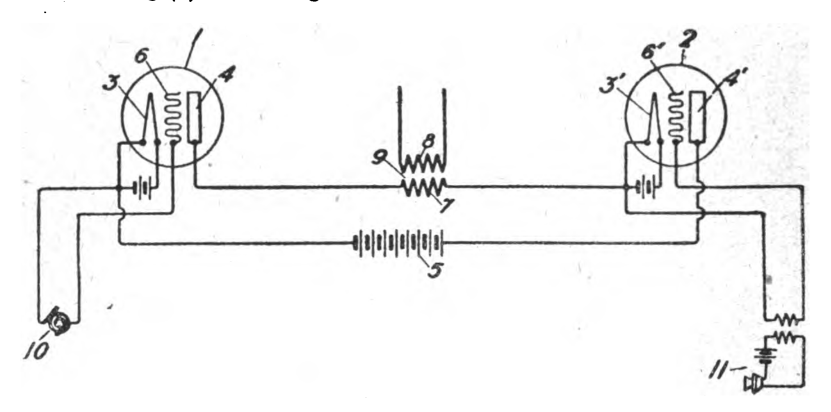


Fig. 11.

ist. 10 ist ein kleiner Generator zur Erzeugung eines Hochfrequenzpotentials.

D. R. P. 353944, Bell Telephone Manufacturing Company, Ltd., Société Anonyme in Antwerpen, patentiert vom 23. 5. 20, ausgegeben am 30. 5. 22. Unionspriorität 1. 12. 15, Vereinigte Staaten von Amerika.

Das Patent bezieht sich auf eine Signalanlage, bei welcher Signale als Modulation einer Hochfrequenzwelle übersandt werden, wobei diese Hochfrequenz und eine Signalwelle einer Modulationsröhre zugeführt werden, in deren Ausgangsstromkreis eine Hochfrequenzwelle und zwei von dieser Hoch- oder Grundfrequenz durch die Signalfrequenz sich unterscheidende Wellen hervorgerufen werden. Fig. 12 zeigt eine solche Schaltung. Das Wesen der Erfindung besteht nun darin, daß der Ausgangsstromkreis der Röhre 5 mit einem Resonanzsystem verbunden ist, welches die Grundfrequenz unterdrückt oder die Grundfrequenz und eine derjenigen Frequenzen unterdrückt, welche sich von der Grundfrequenz durch die Signalfrequenz unterscheiden. Das genannte Resonanzsystem enthält dabei einen auf die zu unterdrückende Frequenz

abgestimmten Resonanzkreis 7, der parallel zum äußeren Stromkreis der Modulationsröhre (5) geschaltet ist, und außerdem zwei Resonanzkreise 8, die auf die beiden zu übertragenden Frequenzen bzw. Frequenzbänder abgestimmt und in Serie mit dem äußeren Stromkreis geschaltet sind.

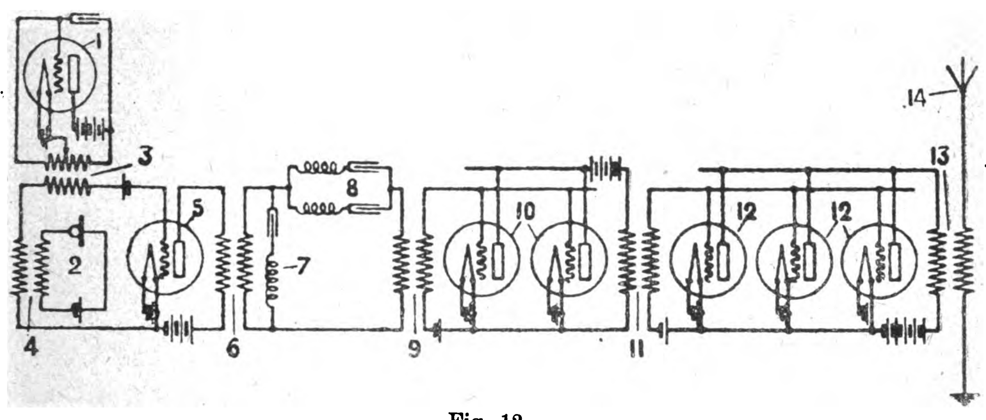


Fig. 12.

D. R. P. 353 884, Société Française Radio-Electrique in Paris, patentiert vom 10. 7. 20 ab, ausgegeben am 29. 5. 22. Unionspriorität 26. 10. 16, Frankreich.

Bezieht sich auf eine Schaltungsanordnung für Hochfrequenztelephonie, bei welcher durch die Sprechströme die von einem Hochfrequenzwechselstromerzeuger gelieferte Energie gesteuert wird. Das Wesen besteht darin, daß der Steuereffekt des die Erregung des Wechselstromerzeugers steuernden Sprechstromes verstärkt wird mittels Hochfrequenzwechselstromes, der in einem Resonanzstromkreis fließt mit einer Induktanz mit Eisenkern, deren Reaktanz durch die Sprechströme beeinflußt wird und der nach Gleichrichtung die Erregung des Wechselstromerzeugers beeinflußt.

Literaturverzeichnis.

Großstationen und Verkehrstechnik.

Von **K. Lübben.**

La station radiotélégraphique de New-Brunswick. (Génie Civil **80**, S. 25, 54, 1922, Jan.)

Eröffnung der Großfunkstelle Cairo. (Manchester Guardian 17. 2. 1922 — Elektrot. Ztschr. **43**, S. 751, 1922, Juni).

International Radio Communication. (Electrician **88**, S. 552, 1922, Mai, Nr. 2295.)

Thurn, Die Radio-Corporation of America (RCA). (Elektrot. Ztschr. **43**, S. 782, 1922, Juni.)

Der Aufsatz enthält in der Hauptsache eine Beschreibung der Großfunkstelle Rocky Point.

Die Zukunft der drahtlosen Telephonie auf See. (Elektrot. Ztschr. **43**, S. 648, 1922, Mai.)

Drahtlose Empfangsstationen für private Zwecke in England und Amerika. (The Electrical Review **90**, S. 657, 1922. — Elektrot. Ztschr. **43**, S. 741, 1922, Mai.)

Es wird berichtet, daß die Anwendung des drahtlosen Verkehrs durch Privatpersonen, der in Amerika bereits eine große Ausdehnung angenommen hat, nunmehr auch in England durchgeführt werden soll.

Die Funkeneinrichtungen der Telegraphenämter. (V. D. I. Nachrichten 1922, Nr. 21a, S. 226, Mai.)

Kurze Angaben über die für das Reichsfunknetz verwendeten Einrichtungen.

Antennen.

Eckersley, Etude sur la résistance des antennes d'émission. (Revue gen. **11**, S. 617—621, 1922, April. — Electrician 23. 12. 21, S. 786.)

Der Zusammenhang zwischen Antennenform, Antennenwiderstand und der Wellenlänge wird für verschiedene Fälle erörtert.

P. R. Coursey, The Beverage Antenna. (Wireless World and Radio Review **10**, 33, 1922, April.)

Der Aufsatz behandelt Wirkungsweise und Eigenschaften langgestreckter Horizontalantennen (beverage antenna).

L. Bergmann, Messungen im Strahlungsfelde eines Hertzschen und eines Abrahamschen ungedämpften Erregers. (Ann. d. Phys. **67**, S. 13—42, 1922, April. — Diss. Gießen.)

Röhrenempfänger und -Verstärker.

E. Marx, Charakteristik und Theorie der Lautverstärkung in Entladungsröhren mit höherem Gasdruck. (Ann. d. Phys. **67**, S. 77—126, 1922, April.)

Auf Grund experimentell festgestellter Charakteristik wird eine Theorie der Lautverstärkung entwickelt, die mit den experimentellen Ergebnissen

gut übereinstimmt. Die Theorie umfaßt auch Erscheinungen, die bisher nicht theoretisch in ihren Bedingungen festgelegt wurden bzw. für zufällige gehalten wurden. Bemerkenswert ist, daß in bestimmten Fällen nicht eine Verstärkung des Tones, sondern durch Frequenztransformation ein neuer lauterer Ton erzielt werden soll.

Donisthorpe, Four Electrode Valves and Their Circuits. (Wireless World and Radio Review **10**, S. 198, 230, 1922, Mai.)

G. G. Blake, The Modern View of Electricity and the Three-Electrode-Valve. (Wireless World and Radio Review **10**, S. 70, 98, 1922, April.)

G. P. Kendahl, Faults in Valve Circuits: Diagnosis and Cure. (Wireless World and Radio Review **10**, S. 95, 1922, April.)

Blattermann, Notes on the Design of Radio Frequency Intervalve Amplifier Transformers using Iron Cores. (Wireless World and Radio Review **10**, S. 48, 78, 104, 1922, April.)

Hochfrequenztelephonie.

Purington, Le fonctionnement du tube modulateur en radiotéléphonie. (Revue gen. **11**, S. 630—632, 1922, April. — Scientific Papers of the Bureau of Standards 15. 11. 21, Nr. 423, S. 378—406.)

Verfasser behandelt die Frage, von welchen Größen die Empfangslautstärke beim Röhren-Telephoniesender abhängt.

G. Pession, Some Experiments in Radiotelephony. (Wireless World and Radio Review **10**, S. 164, 1922, Mai.)

Gutton, La radiotéléphonie. (Journal télégraphique **46**, S. 81, 1922, Mai.)

L. Bergmann, Eine Anwendung der Elektronenröhre zur Messung schwacher Wechselströme mittels des Elektrometers. (Zeitschrift f. Physik **9**, S. 369, 1922, Mai.)

Applications de la lampe à trois électrodes aux essais et mesures. (L'Électricien **38**, S. 227—228, 1922, Mai.)

P. O. Pedersen, A Method for the Measurement of Radio-Frequency Resistances. (Wireless World and Radio Review **10**, S. 135, 1922, April.)

E. B. Moullin, A Sensitive Direct Reading Voltmeter and Ammeter for High Frequencies. (Wireless World and Radio Review **10**, S. 1, 1922, April.)

Verschiedenes.

J. Wallot, Induktivität und Kapazität einlagiger Drahtspulen. (Arch. f. Elektr. **10**, S. 233, 1921; Nov., Heft 7.)

Die Arbeit diskutiert die Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen von K. Schäfer (Diss. Freiburg 1913). Es wird die Frage behandelt, wie sich die Induktivität bei hohen Frequenzen ändert, und gezeigt, welche Größen die Spulenkapazität bestimmen.

K. Ridder, Eigenfrequenzen von Spulen. (Arch. f. Elektr. **10**, S. 339, 1922, Jan., Heft 10/11.)

Mit Hilfe der Braunschen Röhre sind die Eigenfrequenzen von ein- und mehrlagigen Spulen in Luft und Öl und von Flachspulen bestimmt worden.

W. Kartschagin, Über die selektive Absorption elektromagnetischer Wellen in Eisendrähten und über die magnetische Permeabilität des Eisens. (Ann. d. Phys. **67**, S. 325, 1922, Nr. 4.)

W. Größer, Die Dämpfung zweier kapazitiv gekoppelter Schwingungskreise bei vorherrschender Kopplung. (Arch. f. Elektrot. **10**, S. 257, 1921, Nov., Heft 7.)

Die Arbeit behandelt das Problem kapazitiv gekoppelter Schwingungskreise in ähnlicher Weise wie Rogowski dies kürzlich für induktive Kopplung ausgeführt hat. (Arch f. El. **9**, S. 427, 1921.)

E. Bellini, Chains of Magnetically-Coupled Circuits. (Electrician **88**, S. 560, 1922, Mai, Nr. 2295.)

E. Mallet, Wired Wireless. (Wireless World and Radio Review **10**, S. 169, 1922, Mai.)

Der Aufsatz gibt in der Hauptsache eine Übersicht über die verschiedenen Wellenfilter und ihre Eigenschaften.

F. H. Haynes, The Johnsen Rahbek Amplifying Loud Speaker. (Wireless World and Radio Review **10**, S. 159, 1922, Mai.)

Der Aufsatz enthält Angaben für den praktischen Bau eines lautsprechenden Telephons nach Johnsen-Rahbek mit umlaufender Walze.

G. W. O. Howe, The Recording and Printing of High-Speed Radio-Signals. (Electrician **88**, S. 554, 1922, Mai, Nr. 2295.)

R. Bär, Der Streit um das Elektron. (Die Naturwissenschaften **10**, S. 322—327, 1922, April.)

Der Aufsatz behandelt die Frage, ob es Elektrizitätsmengen gibt, die kleiner als die Elektronenladung sind. Die Versuche und deren Ergebnis, die zum Beweis der entgegenstehenden Ansichten gemacht wurden, werden einer Kritik unterzogen.

Neuzeitliche Theorien über den Aufbau der Atome und die Beziehungen zwischen Elektrizität und Materie. (Elektrot. Ztschr. **43**, S. 818, 1922, Juni.)

Wiedergabe eines Vortrages von Rutherford vor dem Institute of Metals und in der „Kelvin-Vorlesung" des Institute of Electrical Engineers nach „Engineering **113**, S. 592, 616, 1922". Nach einer kurzen Übersicht über die älteren Forschungen werden die neueren Theorien über den Atomaufbau und die Versuche der Atomzertrümmerung eingehender behandelt.

K. Kuhn, Neuere Erfolge von Maxwells Theorie der Elektrizität. (Naturwissenschaftl. Wochenschrift 9. Okt. 1921 [Nr. 41], S. 585.)

J. Franck, Einige aus der Theorie von Klein und Rosseland zu ziehende Folgerungen über Fluoreszenz, photochemische Prozesse und die Elektronenemission glühender Körper. (Zeitschrift für Physik **9**, S. 259—267, 1922, Mai.)

Die Erforschung der menschlichen Hörgrenze. (Naturwiss. Wochenschrift 30. 10. 21 (Nr. 44), S. 631.)



E. Meyer, Zur Deutung des Einflusses eines transversalen Magnetfeldes auf das Funkenpotential. (Ann. d. Phys. **67**, S. 1—12, 1922, April.)

Wirkt auf eine Carrsche Funkenstrecke ein transversales Magnetfeld ein, so werden Funkenpotentialänderungen beobachtet, die vom Querschnitte der Funkenstrecke abhängen. Nach den Versuchen soll der Querschnittseinfluß dadurch bedingt sein, daß im Magnetfeld ein Teil der Elektronen an die Ringwandung gewonnen werden und so für die weitere Stoßionisation ausfallen.

W. Jäger, Schwingungsvorgänge in verallgemeinerter Form. (Ztschr. f. Phys. **9**, S. 251—258, 1922, April.)

Verfasser behandelt die Differentialgleichung $\frac{d^2 x}{d t^2} + a \frac{d x}{d t} + b x = f(t)$, die dadurch verallgemeinert wird, daß durch Wahl eines anderen Zeitmaßes an Stelle der beiden Konstanten a und b ein einziger Parameter tritt.

C. S. Franklin, Short-wave Directional Wireless Telegraphy. (Electrician 88, S 593, 1922, Mai, Nr. 2296; Wireless World and Radio Review **10**, S. 219, 1922, Mai.)

Es werden die Ergebnisse von Versuchen mit Wellenlängen unter 20 m (2 und 3 m) mitgeteilt, die von Marconi 1916 in Italien ausgeführt wurden.

Crystal Detectors and a Novelty. (Wireless World 9, S. 592, 1921, Nr. 46.)

Briefe an die Schriftleitung.

(Der Abdruck zur Veröffentlichung eingesandter Briefe erfolgt ohne Verbindlichkeit der Schriftleitung.)

Über den Erdwiderstand von Antennen.

Bezüglich der Einsendung von Herrn Latour, Jahrb. S. 336, erlaube ich mir folgendes zu bemerken.

Die Anordnung entsprechend der seinerzeitigen Patentanmeldung von Latour: durch in die Zuleitung eingeschaltete Selbstinduktionen oder Kapazitäten den vom Sender in die Erde fließenden Strom zwangsläufig auf mehrere Erdungen zu verteilen, wurde von mir als bekannt vorausgesetzt. Das wesentliche der von mir im Jahrbuch 1921, Seite 335, beschriebenen Anordnung ist: das Minimum des Erdwiderstandes kann nur dadurch erreicht werden, daß man dort die Erdungen anbringt, wo die von der Antenne kommenden Kraftlinien in den Boden eintreten, also hauptsächlich im „Schwerpunkt" bzw. in der „Schwerlinie" der Antenne, d. h. am Rande; diesen Erdungen muß in der Hauptsache der Erdstrom zugeteilt werden; es genügt nicht, nur die Zahl der Erdungen zu vermehren, um die Stromdichte beim Übergang Sender Erde zu vermindern.

A. Meißner.



Kurze Mitteilungen.

(Beiträge aus dem Leserkreise erbeten.)

Persönliches. Vor kurzem verstarb in Baddeck (Neu-Schottland) Alexander Graham Bell. Nach langen mühevollen Versuchen gelang es ihm dem von Ph. Reis angegebenen noch wenig brauchbaren Telephon diejenige Konstruktionsform zu geben, welche der Telephonie ihren Siegeszug als Verkehrsmittel verschafft und die durch heute noch im wesentlichen bei fast allen Ausführungen nach dem elektromagnetischen Prinzip beibehalten geblieben ist.

Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie
Zeitschrift für Hochfrequenztechnik

Band 20. September 1922. Heft 3.

Inhalt.

Manuskripte für das *Jahrbuch*, möglichst mit klischierfähigen Figuren versehen, sind an *Dr. E. Nesper*, *Berlin-Friedenau*, *Trägerstr. 2I*, zu senden.

Die Herren Autoren werden gebeten, eine kurze Zusammenfassung des wesentlichen Inhalts ihrer Arbeit jedem Manuskript beizufügen.

Abonnements und Inserate sind zu richten an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn Berlin W. 10*, *Genthinerstraße 39*, Postscheck-Konto Berlin 32647.

Über Resonanzschaltungen zweier wenig gegeneinander verstimmter, nicht gekoppelter Schwingungskreise.

Von **N. v. Korshenewsky.**

Wenn auf jeden von zwei nur wenig gegeneinander verstimmten nicht gekoppelten elektrischen Schwingungskreisen eine gleiche periodische E.M.K. einwirkt, so sind für Frequenzen, die nicht im Bereiche der Resonanzfrequenzen dieser Kreise liegen, die entstehenden Ströme in bezug auf Amplitude und Phase nahezu gleich, da die Widerstandsoperatoren der Kreise für diese Frequenzen ja fast gleich sind. Für Frequenzen der E.M.K. aber, die im Resonanzbereich der beiden Kreise und besonders zwischen den Eigenfrequenzen liegen, spielt die Verschiedenheit der Widerstandsoperatoren eine wesentliche Rolle; denn beim Durchschreiten der Resonanz findet je nach der Dämpfung der Kreise ein schnellerer oder langsamerer Sprung in der Phase des Stromes statt, und da dieser Sprung bei dem einen Kreise eher erfolgt als beim anderen, so haben die Ströme für Frequenzen die zwischen den Eigenfrequenzen der beiden Kreise liegen, entgegengesetzte Phasen, während für Frequenzen, die weiter von den Resonanzfrequenzen liegen, die Ströme als gleichphasig betrachtet werden können.

Läßt man nun die Ströme der einzelnen Kreise gleichzeitig auf einen gemeinsamen Indikatorkreis einwirken, und verändert dabei kontinuierlich die Frequenz der E.M.K., so erhält man einen Resonanzeffekt — eine Resonanzkurve, die in Abhängigkeit von der gegenseitigen Verstimmung und Dämpfung der beiden Kreise ein oder zwei Maxima haben kann.

Berechnen wir diesen Differenzstrom J für zwei Kreise I und II, von denen jeder die gleiche E.M.K. E enthalte. Die Selbstinduktion L und der Widerstand R der Kreise seien einander gleich und die Verstimmung durch die Kapazitäten $C - \Delta C$ und $C + \Delta C$ gegeben (Fig. 1).

Dann ist:

Anm.: Während ich die vorliegende Mitteilung zum Abschluß brachte, erschien eine Arbeit von H. Riegger in den „Wissensch. Veröffentl. aus dem Siemenskonzern", I. Bd., H. 3, in der zum Teil die gleichen Probleme im Zusammenhang mit der Theorie des Kettenleiters behandelt worden sind, und es lassen sich daher auch einige der nachstehenden Resultate durch entsprechende Spezialisierung der ganz allgemein gehaltenen Formeln der genannten Arbeit erhalten; da jedoch diese unter speziellen Annahmen abgeleiteten Formeln gerade für die Praxis von Interesse sein können, sollen sie hier gebracht werden.

$$J = \frac{2j\frac{\Delta C}{\omega C^2}E}{R^2 + 2jR\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + \left(\frac{\Delta C}{\omega C^2}\right)^2} \quad (1)$$

daraus folgt für die Amplitude:

$$|J|^2 = \frac{\frac{4\Delta C^2}{\omega^2 C^4}E^2}{\left[R^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + \left(\frac{\Delta C}{\omega C^2}\right)^2\right]^2 + 4R^2\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (2)$$

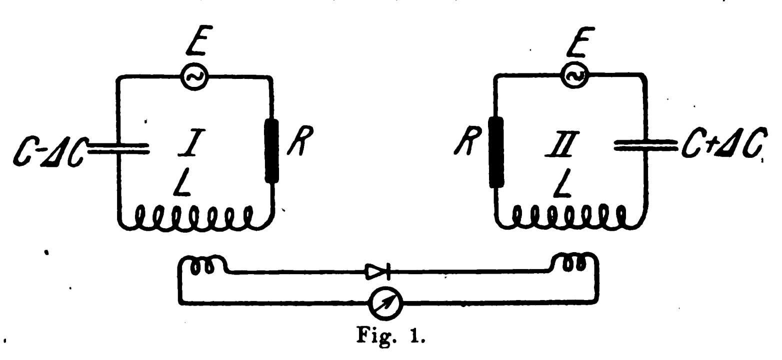


Fig. 1.

Berechnet man nun daraus die Verstimmung $\frac{\Delta C}{C}$, bei der für die „Zwischenfrequenz“ $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ der Stromeffekt ein Maximum wird, in dem man die Gleichung (2) nach $\frac{\Delta C^2}{\omega^2 C^4}$ differenziert, so bekommt man

$$\frac{\Delta C}{C} = \omega C \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (3)$$

für $\omega_2 L = \frac{1}{\omega_r C}$ wird das:

$$\frac{\Delta C}{C} = \omega_r CR = R\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{\vartheta}{\pi} \quad (4)$$

wo ϑ das Dekrement eines Kreises mit den Konstanten. R, C, L ist, also praktisch der Mittelwert der Dekremente der beiden einzelnen Kreise.

Setzt man diese Verstimmung in die Gleichung (2) ein, so ist

$$|J_r|^2 = \frac{E^2}{R^2} \tag{5}$$

d. h. man erreicht durch Anwendung der Schaltung nach Fig. 1 keinen geringeren Maximalwert des Stromes wie durch die gewöhnliche Resonanzwirkung eines Kreises.

Berechnen wir den Verlauf der Resonanzkurve für die Verstimmung $\frac{\Delta C}{C} = R\sqrt{\frac{C}{L}}$, so erhalten wir aus Gleichung (2)

$$|J|^2 = \frac{4E^2 \frac{R^2}{\omega^2 C L}}{\left[R^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + \frac{R^2}{\omega^2 C L}\right]^2 + 4R^2\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \tag{6}$$

Daraus folgt für das Verhältnis der Stromeffekte bei den Frequenzen ω und ω_r:

$$\frac{J_{\text{eff.}}^2}{J_{r\text{eff.}}^2} = \frac{E^2 R^2}{E_r^2 \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \left\{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + \left[\frac{R}{2} - \frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}{2R} + \frac{R}{2\omega^2 L C}\right]^2\right\}} \tag{7}$$

Ist E proportional der Frequenz, wie z. B. bei induktiver Erregung, so verschwindet der Faktor $\frac{E^2 \omega_r^2}{E_r^2 \omega^2}$ in der Gleichung (7). In der Nähe der Frequenz ω_r vereinfacht sich die Gleichung (7) zu

$$\frac{J_{\text{eff.}}^2}{J_{r\text{eff.}}^2} = \frac{4R^4}{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^4 + 4R^4}. \tag{8}$$

Während die Resonanzkurve eines Kreises bekanntlich durch die Gleichung gegeben ist

$$\frac{J_{\text{eff.}}^2}{J_{r\text{eff.}}^2} = \frac{R^2}{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + R^2}. \tag{9}$$

Die nachstehende Fig. 2 stellt den Verlauf der Resonanzkurve nach Gleichung (8) (Kurve 1) und den der gewöhnlichen Resonanzkurve nach Gleichung (9) (Kurve 2) dar; für beide Kurven ist $\omega_r = 10^6$, $L = 10^{-3}$, $C = 10^{-9}$, $R = 4$ folglich $\vartheta = 0{,}012$; somit

$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\vartheta}{\pi} = 0{,}004$ beide Kurven sind auf den Maximalwert $J_{r\,\text{eff.}}^{2}$, der ja in beiden Fällen nach Gleichung (5) derselbe ist, bezogen. Wie ersichtlich, fällt die Resonanzkurve der parallel geschalteten Kreise bei größeren Verstimmungen bedeutend schneller ab, der Stromeffekt nimmt mit der 4. Potenz ab, während bei der gewöhnlichen Resonanzschaltung die Abnahme quadratisch erfolgt.

Diese Schaltung ist also beispielsweise in der drahtlosen Telegraphie mit Erfolg anzuwenden, wenn Schwingungen von Sendern,

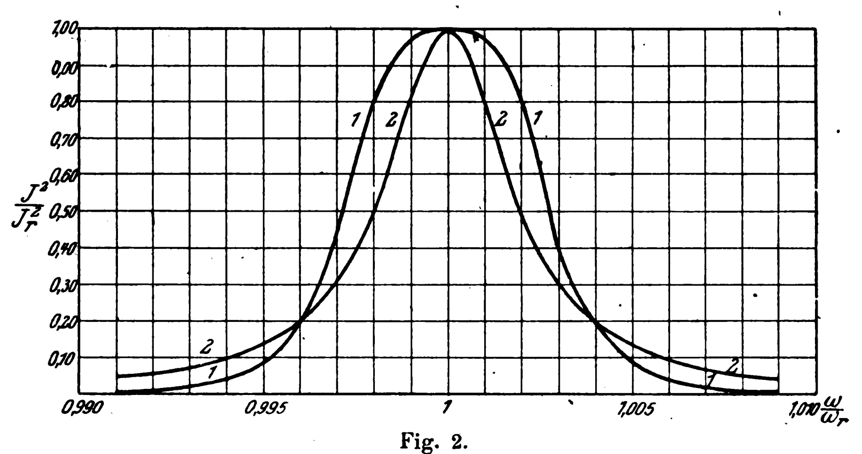


Fig. 2.

deren Verstimmung gegen die Empfangswelle größer als $\frac{\vartheta}{\pi}$ ist und die infolge großer Intensität störend wirken, unterdrückt werden sollen; ferner in den Fällen, wenn man bei nicht genauer Abstimmung der Empfangsapparatur auf den Sender eine möglichst starke Intensität erreichen will, wie das ja aus den Formeln und der Kurve ersichtlich ist.

Einen ganz ähnlichen Effekt bekommt man, wenn die beiden schwach gegeneinander verstimmten Kreise in einen Stromkreis hintereinander geschaltet sind, etwa in eine Antenne, und dann auf den Indikatorkreis einwirken. Fig. 3. Ist der Antennenstrom J_0, so sind die beiden Ströme in den Spulen J_{I} und J_{II}

$$J_{\mathrm{I}} = \frac{\dfrac{J_0}{j\,\omega\,(C - \Delta C)}}{R + j\,\omega\,L + \dfrac{1}{j\,\omega\,(C - \Delta C)}}; \qquad J_{\mathrm{II}} = \frac{\dfrac{J_0}{j\,\omega\,(C + \Delta C)}}{R + j\,\omega\,L + \dfrac{1}{j\,\omega\,(C + \Delta C)}}$$

Aus diesen Gleichungen folgt, daß die beiden hintereinandergeschalteten Kreise zwei getrennten Kreisen mit den Konstanten $R, L, C - \Delta C$ und $R, L, C + \Delta C$ äquivalent sind, von denen der eine die E.M.K. $\frac{J_0}{j\omega(C - \Delta C)}$, der zweite die E.M.K. $\frac{J_0}{j\omega(C + \Delta C)}$ enthält. Da die Verstimmung nur ganz gering sein soll, so sind diese

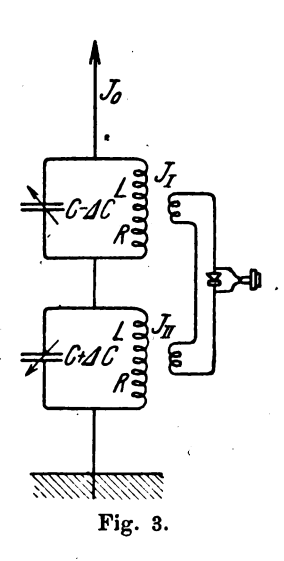


Fig. 3.

zwei E.M.K. nahezu einander gleich, und somit ist dieser Fall auf den bereits betrachteten zurückgeführt.

Resonanzkurven von der Form, wie sie durch die angegebene Schaltung erzielt werden, erhält man ebenfalls für den Stromeffekt im Sekundärkreise zweier miteinander gekoppelter gleicher Kreise, wenn die E.M.K. im Primärkreis sitzt, also für den gewöhnlichen Sekundärempfang.

Es lassen sich vollkommen äquivalente Schaltungen in bezug auf die Intensität des Stromeffektes und den Verlauf der Resonanzkurve auf nachstehende Art erreichen.

Wir wollen der Kürze halber die zwei getrennten gegeneinander verstimmten Kreise, die auf den gemeinsamen Indikator einwirken, als „Parallelschaltung“ und die zwei gleichen miteinander gekoppelten Schwingungskreise, wo der Sekundärkreis auf den Indikator wirkt, als „Hintereinanderschaltung“ bezeichnen.

Um dieselbe Intensität zu erzielen, muß die aufgedrückte E.M.K.

bei der Hintereinanderschaltung zweimal so groß sein, als die E.M.K. jedes Kreises der Parallelschaltung. Die Konstanten der Kreise der Parallelschaltung sind durch die Konstanten, die Art und den Grad der Koppelung der Kreise der Hintereinanderschaltung bestimmt, wie das im folgenden gezeigt werden soll.

1. Sind zwei Kreise mit den Konstanten R, L, C durch die gegenseitige Induktion L_{12} induktiv gekoppelt, und ist die E.M.K. im Primärkreise $2E$ so ist der Stromeffekt $|J_H|^2$ im Sekundärkreis gegeben durch die Beziehung

$$|J_H|^2 = \frac{\omega^2 L_{12}^2 4 E^2}{\left[R^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + (\omega L_{12})^2\right]^2 + 4 R^2 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \tag{10}$$

Für zwei Kreise der Parallelschaltung mit den Konstanten $R, C, L - \Delta L$

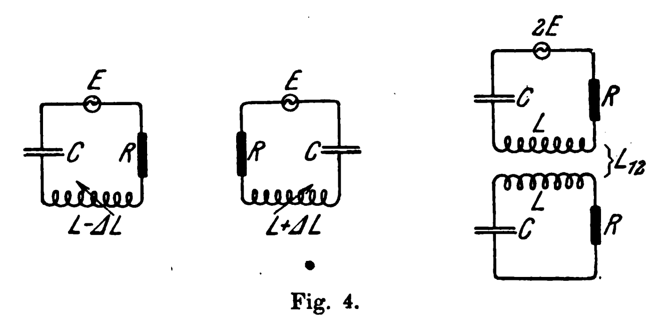


Fig. 4.

und R, C, $L + \Delta L$ und der E.M.K. E erhalten wir für die Amplitude des Differenzstromes

$$|J_P|^2 = \frac{(\omega \Delta L)^2 4 E^2}{\left[R^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + (\omega \Delta L)^2\right]^2 + 4 R^2 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \tag{11}$$

daraus folgt, daß Gleichung (10) = Gleichung (11) wird, wenn $\Delta L = L_{12}$ gemacht wird oder

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{L_{12}}{L} = K_i$$

d. h. die Verstimmung des einen Kreises bei Parallelschaltung gegen einen Kreis bei Hintereinanderschaltung muß **durch die Selbstinduktion** hervorgerufen werden und gleich dem induktiven Koppelungskoeffizienten sein, Fig. 4.

2. Sind die beiden Kreise bei Hintereinanderschaltung kapazitiv

durch die gemeinsame Kapazität C_{12} miteinander gekoppelt, und sind die Konstanten der ungekoppelten Kreise R, L, C, die durch die Koppelung modifizierte Kapazität $\mathfrak{C}$, so gilt

$$|J_H|^2 = \frac{4\,E^2 \cdot \frac{1}{\omega^2\,C_{12}{}^2}}{\left[R^2 - \left(\omega\,L = \frac{1}{\omega\,\mathfrak{C}}\right)^2 + \frac{1}{\omega^2\,C_{12}{}^2}\right]^2 + 4\,R^2\left(\omega\,L - \frac{1}{\omega\,\mathfrak{C}}\right)^2} \quad (12)$$

Für zwei Kreise der Parallelschaltung mit den Konstanten $R, L, \mathfrak{C} - \varDelta\,\mathfrak{C}$ und $R, L, \mathfrak{C} + \varDelta\,\mathfrak{C}$ erhalten wir

$$|J_P|^2 = \frac{4\,E^2\left(\frac{\varDelta\,\mathfrak{C}}{\omega\,\mathfrak{C}^2}\right)^2}{\left[R^2 - \left(\omega\,L - \frac{1}{\omega\,\mathfrak{C}}\right)^2 + \left(\frac{\varDelta\,\mathfrak{C}}{\omega\,\mathfrak{C}^2}\right)^2\right]^2 + 4\,R^2\left(\omega\,L - \frac{1}{\omega\,\mathfrak{C}}\right)^2} \quad (13)$$

auch hier ist die Verstimmung gleich dem Koppelungskoeffizienten K_e zu setzen, um diesselbe Resonanzkurve zu erhalten. Nur muß in

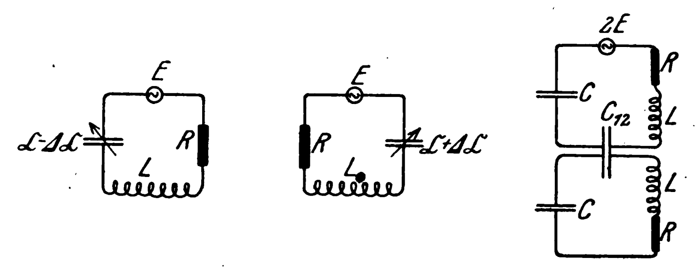


Fig. 5.

diesem Fall die Verstimmung durch die Kapazität bewirkt werden. Fig. 5. Die modifizierte Kapazität $\mathfrak{C}$, die hierbei in Betracht kommt, errechnet sich aus

$$\frac{1}{\mathfrak{C}} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C_{12}}$$

es ist somit

$$\frac{\varDelta\,\mathfrak{C}}{\mathfrak{C}} = \frac{\mathfrak{C}}{C_{12}} = K_e$$

Was die Eigenschwingung der verstimmten Kreise im Falle 1 und 2 betrifft, so sind sie praktisch gegeben als

$$\omega = \omega_r \sqrt{1 \pm \frac{\varDelta\,L}{L}} \quad \text{bzw.} \quad \omega = \omega_r \sqrt{1 \pm \frac{\varDelta\,\mathfrak{C}}{\mathfrak{C}}}$$

d. h. die Eigenschwingungen der verstimmten parallel geschalteten Systeme entsprechen den Koppelungsschwingungen bei Hintereinanderschaltung:

$$\omega = \omega_r \sqrt{1 \pm K_i} \quad \text{bzw.} \quad \omega = \omega_r \sqrt{1 \pm K_e}$$

Endlich betrachten wir noch den Fall der Widerstandskoppelung.

3. Sind die zwei hintereinandergeschalteten Kreise durch einen gemeinsamen Widerstand R_{12} gekoppelt, und enthalten die beiden Kreise außerdem den Widerstand R, so ist der modifizierte Widerstand $\mathfrak{R} = R + R_{12}$, und die Gleichung für den Stromeffekt wird

$$|J_H|^2 = \frac{4 E^2 R_{12}^2}{\left[\mathfrak{R}^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 - R_{12}^2\right]^2 + 4\mathfrak{R}^2 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \tag{14}$$

Betrachten wir in der Parallelschaltung zwei Kreise mit den Konstanten L, C, $\mathfrak{R} - \varDelta\mathfrak{R}$ und L, C, $\mathfrak{R} + \varDelta\mathfrak{R}$, so ist

$$|J_P|^2 = \frac{4 E^2 (\varDelta\mathfrak{R})^2}{\left[\mathfrak{R}^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 - (\varDelta\mathfrak{R})^2\right]^2 + 4\mathfrak{R}^2 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \tag{15}$$

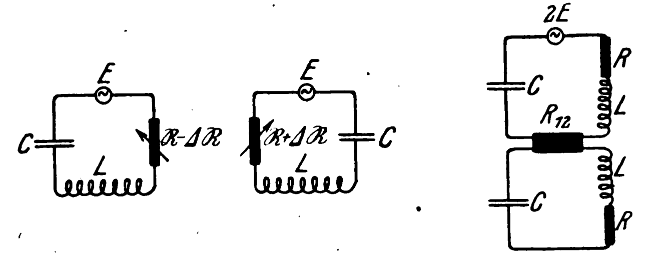


Fig. 6.

Setzt man $\varDelta\mathfrak{R} = R_{12}$, so werden die Gleichungen (14), (15) einander gleich. Es ist

$$\frac{\varDelta\mathfrak{R}}{\mathfrak{R}} = \frac{R_{12}}{R + R_{12}} = K_w$$

auch hier ist die relative Widerstandsänderung gleich dem Koppelungskoeffizienten zu setzen. (Fig. 6.)

4. Ist die Koppelung der beiden gleichen hintereinander geschalteten Kreise eine gemischte, also allgemein gegeben durch die drei Koppelungskoeffizienten K_i; K_e; K_w, so erhält man die entsprechende äquivalente Parallelschaltung einfach durch Kombination der drei oben angegebenen Fälle.

Sind die Konstanten der hintereinander geschalteten Kreise $\mathfrak{R}$; L; $\mathfrak{C}$[1]), so müssen die beiden parallel geschalteten Kreise die Konstanten

$\mathfrak{R} - \Delta\mathfrak{R}$; $L - \Delta L$; $\mathfrak{C} - \Delta\mathfrak{C}$; bzw. $\mathfrak{R} + \Delta\mathfrak{R}$; $L + \Delta L$; $\mathfrak{C} + \Delta\mathfrak{C}$

haben, wo

$$\frac{\Delta\mathfrak{R}}{\mathfrak{R}} = K_w; \quad \frac{\Delta L}{L} = K_i; \quad \frac{\Delta\mathfrak{C}}{\mathfrak{C}} = K_e$$

ist. Dieses allgemeine Resultat folgt unmittelbar, wenn man für diese

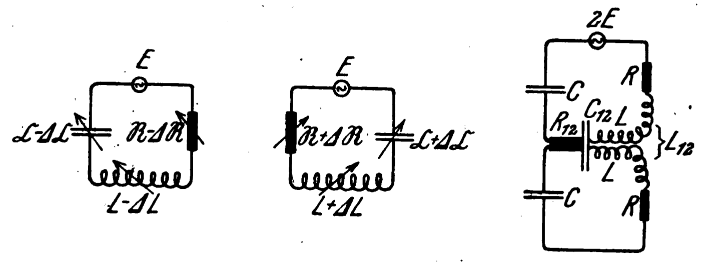


Fig. 7.

beiden Schaltungen die Gleichung für die Ströme $|J_H|^2$ und $|J_P|^2$ entsprechend, wie das in den vorherigen Fällen gemacht worden ist, aufstellt. (Fig. 7.)

Zusammenfassung.

Es wird der Resonanzeffekt des Differenzstromes zweier wenig gegeneinander verstimmter unabhängiger Kreise behandelt und die Resonanzkurve des Differenzstromes berechnet.

Die Resonanzkurve in diesem Falle ist der Resonanzkurve des Stromes im Sekundärkreise zweier gleicher miteinander gekoppelter Schwingungskreise ähnlich.

Es werden die Bedingungen für die elektrischen Größen der Schwingungskreise aufgestellt, für welche die Resonanzkurven in beiden Fällen vollkommen gleich werden.

Jena, Physikal. Inst. d. Universität.

[1]) Wären die Kreise durch eine Selbstinduktion gekoppelt, so hätte man an Stelle von L die modifizierte Selbstinduktion $\mathfrak{L}$ zu setzen.

Über Gleichrichter für funktelegraphischen Schnellempfang.

(Mitteilung aus dem Telegraphentechnischen Reichsamt.)

Von **Ferd. Eppen.**

Für den funktelegraphischen Schnellbetrieb ist es erforderlich, mit der von der Gegenstation aufgenommenen Energie ein Relais sicher zu betätigen. Gewöhnlich ist diese Energie bereits durch den Schwebungsempfang in Wechselstrom von 800—1200 Per/Sek. umgeformt. Das Arbeiten mit diesen Schwebungszahlen empfiehlt sich, wenn man vorhandene Niederfrequenzverstärker, die mit Rücksicht auf den Hörempfang häufig für die Verstärkung besonders dieses Frequenzbereichs gebaut sind, verwenden will. Zur Betätigung eines in der üblichen Weise mit Elektromagneten arbeitenden Relais muß also 800—1200-periodiger Wechselstrom von etwa 10^{-5} Amp. in Gleichstrom umgeformt werden.

Es liegt nahe, hierzu die Gleichrichterwirkung der Kathodenröhren zu verwenden. Die einfachste für diesen Zweck benutzte Schaltung stellt Fig. 1 dar.

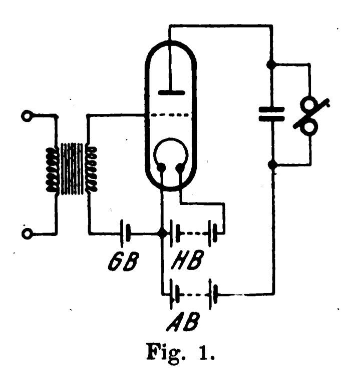


Fig. 1.

Die Wechselspannung, die an den Sekundärklemmen eines hinter den Niederfrequenzverstärker geschalteten Transformators auftritt, wird an Gitter und Kathode einer Röhre gelegt. Das Gitter ist durch die Gegenspannungsbatterie (G. B.) so weit negativ vorgespannt, daß im Ruhezustande gerade kein Anodenstrom in der Röhre zu fließen vermag. Beim Einfall eines Zeichens in Tonfrequenz löst jeder das Gitter positiv machende Wechsel einen Stromstoß der Anodenbatterie aus, während

die negativen Wechsel infolge der Vorspannung wirkungslos bleiben. Man erhält also im Relais einen pulsierenden Gleichstrom, der durch geeignete Bemessung des parallelliegenden Kondensators weitgehend ausgeglichen werden kann.

Die beschriebene Anordnung ist für den Betrieb wenig geeignet, da sie bei Verwendung einer gewöhnlichen Verstärkerröhre auch bei guten Empfangsintensitäten nur etwa $2—4 \cdot 10^{-5}$ Amp. im Relais liefert. Relais, die auf diese geringen Stromstärken ansprechen, sind

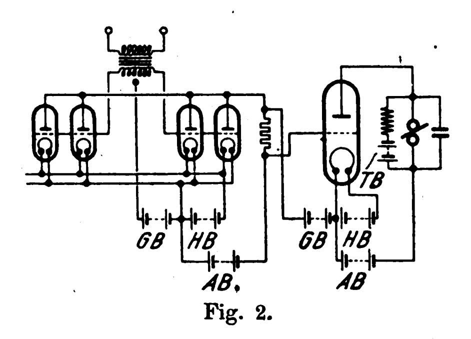


Fig. 2.

sehr schwierig einzustellen und müssen bei den geringsten Energieschwankungen, die in der Funktelegraphie nie ganz zu vermeiden sind, nachreguliert werden, so daß der Betrieb stets unsicher ist. Es war daher nötig, einen Gleichrichter herzustellen, der bei guter Empfangsintensität so viel Energie liefert, daß ein normales, im Telegraphenbetriebe gebräuchliches Relais verwendet werden kann, wozu etwa 5—10 Milliamp., also etwa das 200-fache der oben erzielten Stromstärke, erforderlich sind.

Als günstigstes ergab sich seinerzeit (Januar 1920) die in Fig. 2 dargestellte Anordnung (D. Gr. 7).[1]) Hier wird zunächst durch ein Vorröhrensystem, das beide Wechsel einer Periode auszunutzen gestattet, der Strom nochmals sehr verstärkt, und die an den Enden eines im Anodenkreise liegenden großen Widerstandes auftretende Spannung an Gitter und Kathode einer Röhre für große Anodenstromstärken, am besten einer kleinen Senderöhre, gelegt. Diese Röhre, deren Gitter ebenfalls negativ vorgespannt ist, liefert bei mittleren Empfangsintensitäten in der beschriebenen Anordnung einen Relaisstrom von 10 bis 25 Milliamp.

1) Beschrieben bereits von F. Banneitz in der „Telegraphen- und Fernsprechtechnik", Bd. 9, 1920.



Derartige Energien gestatten hinter der Röhre eine Schaltung, bei der ein neutral eingestelltes polarisiertes Relais verwendet wird, wie es z. B. beim Maschinentelegraphen von Siemens gebräuchlich ist. Bei neutral eingestelltem Relais legt der Zeichenstrom den Anker an den Arbeitskontakt; der die Wicklungen in den Pausen des Zeichenstromes im umgekehrten Sinne durchfließende Trennstrom legt den Anker an den Ruhekontakt. In beiden Stellungen wird der Anker durch den Dauermagnetismus fest an die Kontakte gedrückt.

Der Trennstrom wird beim D. Gr. 7 durch eine eigene Batterie von 50 Volt geliefert und durchfließt die Relaisspulen (1000 Ohm) über einen festen Widerstand ständig in einer Stärke von 6 Milliamp. Um einen Zeichenstrom von gleicher Größe zu bekommen, muß der Gleichrichter mehr als 12 Milliamp. liefern, da 6 Milliamp. zur Kompensation des Trennstromes nötig sind und eine weitere Schwächung des Arbeitsstromes durch den parallel zum Relais liegenden Widerstand erfolgt.

Gleichrichter der beschriebenen Ausführungsform haben sich in der Praxis bei größeren Empfangsintensitäten gut bewährt. Mit ihnen wurde z. B. im Sommer 1921 Funksiemensbetrieb zwischen Berlin und Leipzig mit 600 Buchstaben in der Minute gemacht. In 5 Betriebsstunden wurden häufig über 1000 Telegramme befördert.

Trotz dieser guten Resultate war der Apparat in folgenden Punkten verbesserungsfähig:

1. Der Schwellenwert des Apparates lag zu hoch, d. h. die zum sicheren Betriebe nötige Empfangsenergie war so groß, daß sicherer Schnellbetrieb nur mit lauten Stationen gemacht werden konnte.

2. Das Vorröhrensystem, das aus vier Röhren möglichst gleicher Heizstromstärke bestand, war im Betriebe durch den verhältnismäßig großen Röhrenverbrauch ziemlich teuer.

3. Die große Zahl getrennter Batterien, nämlich 7, gab häufig zu Störungen im Betriebe Anlaß.

Von diesen Mängeln ließen sich die unter 1. und 2. aufgeführten dadurch beseitigen, daß als Vorröhre eine Doppelgitterröhre anstatt der vier Eingitterröhren verwendet wurde. Besonders geeignet hierfür erwies sich die Röhre G. elr. 4 von Siemens & Halske. Sie liefert bei sehr steiler Charakteristik einen Sättigungsstrom von etwa 20 Milliamp., also mehr als das Doppelte des von vier parallelgeschalteten normalen Verstärkerröhren.

Naturgemäß ist bei einer Röhre die Ausnutzung beider Wechsel einer Periode nicht mehr möglich. Es zeigte sich aber, daß auch bei

Verzicht auf diese Schaltung die Endröhre bei gleicher Belastung mit einer Doppelgitterröhre als Vorröhre etwa doppelt so viel Strom als in der früheren Schaltung liefert.

Die Zahl der erforderlichen Batterien ließ sich durch einige Umschaltungen bis auf eine vermindern, die bei etwa 200 Volt Spannung eine Stromstärke von 3 Amp. zu liefern hat. Mit Vorteil kann hierzu ein Gleichstromlichtnetz von 220 Volt Verwendung finden.

Die grundsätzliche Schaltung des neuen Apparates (D. Gr. 9 Herbst 1921) zeigt Fig. 3. Vor- und Endröhre werden in Serie vom Lichtnetz

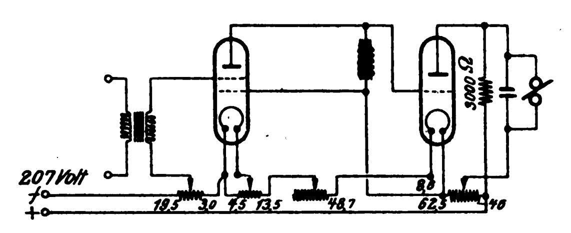


Fig. 3.

geheizt. Die Stärke des in diesem Kreise fließenden Stromes wird durch Vorschaltung mehrerer Widerstände auf die Heizstromstärke der Endröhre, 3 Amp., gebracht. Zum Heizfaden der Vorröhre, der nur 2 Amp. braucht, liegt ein kleiner Widerstand parallel. Die erforderlichen Gittervorspannungen, die Anodenspannungen, sowie die zur Erzeugung des Trennstromes im Relais erforderliche Spannung werden, je nachdem ob eine Reguliermöglichkeit nötig ist oder nicht, an festen Punkten des Stromkreises oder an Schiebern, die auf den Widerständen verstellbar sind, abgenommen.

In dem Schaltschema geben die Zahlen die zwischen den betr. Knotenpunkten bei dem im Betrieb befindlichen Gleichrichter herrschenden Spannungen an.

Die Wirkungsweise des Apparates ist folgende. Jeder auf das Steuergitter der Vorröhre fallende positive Wechsel entriegelt die Röhre und läßt den Anodenstrom durch die Drosselspule fließen, deren scheinbarer Widerstand bei 1 Milliamp. und 800 Per. 155000 Ohm beträgt. Bei der darauf durch Auftreffen eines negativen Wechsels erfolgenden Abriegelung der Vorröhre wird der Anodenstrom unterbrochen, das von ihm erzeugte magnetische Feld in der Drosselspule fällt zusammen und erzeugt einen Strom in der Richtung des ersten, der nun aber nicht mehr durch die Vorröhre zu fließen vermag, son-

dern seinen Weg auf das Gitter der Endröhre nimmt, dieses dadurch positiv macht und den Anodenstrom der Endröhre einsetzen läßt. Die Anodenströme beider Röhren müssen also um etwa 180° phasenverschoben sein. Daß dieses der Fall ist, zeigt die gleichzeitige oszillographische Aufnahme der Anodenströme beider Röhren (Fig. 4). Dem Gleichrichter wurde hierbei Wechselstrom von 800 Per/Sek. zugeführt. Beide Schleifen lagen unmittelbar an den Anodenanschlüssen der Röhren. Die Endröhre war anstatt mit einem Relais mit einem induktionsfreien

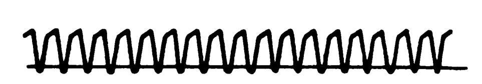


Fig. 4.

Widerstand von 1000 Ohm ohne Parallelkondensator belastet. Da das Gitter der Vorröhre so vorgespannt ist, daß sie im steilsten Teil der Charakteristik arbeitet, fließt im Ruhezustande dauernd ein Anodenstrom von einigen Milliampère (siehe die obere Kurve). Die Endröhre (untere Kurve) arbeitet etwa mit dem Gitterpotential 0. Ebenso ist der Trennstrom annähernd auf 0 eingestellt. Die Amplituden beider Kurven sind nicht vergleichbar, da der Strom, der die im Anodenkreis der Endröhre liegende Schleife durchfloß, stark geschwächt werden mußte.

Den Vergleich des D. Gr. 9 mit dem D. Gr. 7 hinsichtlich der Empfindlichkeit stellt Fig. 5 dar, bei der die im Relais erzeugten Ströme in Abhängigkeit von den in den Eingangsübertragern fließenden Strömen aufgetragen sind. Die Endröhre war in beiden Fällen mit einem Telegraphenrelais von Siemens & Halske (Type *T.* rls. 20, Gleichstromwiderstand 1000 Ohm) unter Parallelschaltung eines Kondensators von 4 Mf. belastet. Die Bestimmung der im Eingangsübertrager fließenden Stromstärke erfolgte in der Art, daß die von einem Röhrengenerator erzeugte Wechselspannung (800 Per/Sek.) an einem hohen induktionsfreien Widerstand lag, von dem die an den Übertrager zu legende Spannung potentiometerartig abgegriffen wurde. Aus der an den Enden des induktionsfreien Widerstandes statisch gemessenen Spannung, dem Verhältnis des Gesamtwiderstandes zu dem am Übertrager liegenden Teilwiderstand und dem vorher für die betr. Stromstärke und Periodenzahl im Betriebe bestimmten Wechselstromwiderstand der

Primärwicklung des Übertragers wurde die in ihr fließende Stromstärke berechnet.

Die Kurven zeigen, daß der D. Gr. 9 etwa die fünffache Empfindlichkeit des D. Gr. 7 hat. Die für den D. Gr. 9 erforderliche Stromstärke ist etwa die gleiche wie sie für kräftigen Hörempfang benötigt wird, zumal wenn man berücksichtigt, daß das Telegraphenrelais schon mit 2—3 Milliamp. bei empfindlicher neutraler Einstellung sicher arbeitet. Die hierbei nötige Gleichheit von Trenn- und Arbeitsstrom

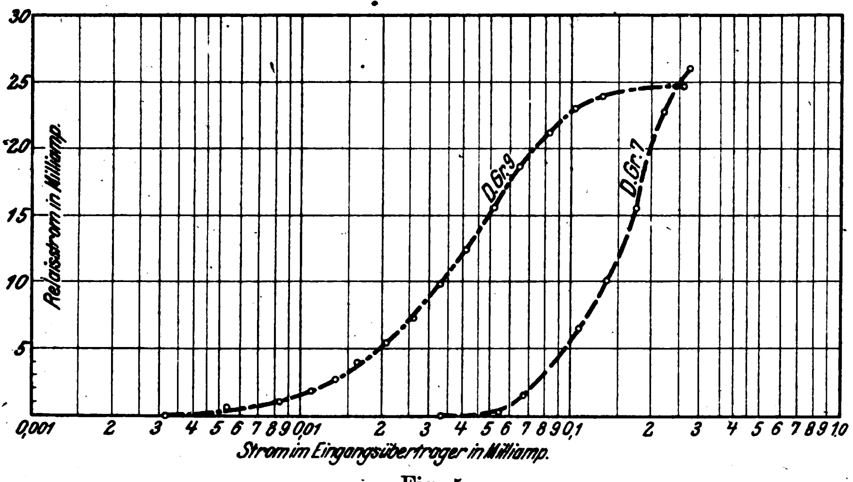


Fig. 5.

läßt sich bei Schwankungen der dem Gleichrichter zugeführten Energie stets durch entsprechende Regulierung des Trennstromes erreichen. Zur Erzielung großer Ausgangsstromstärken ist der D. Gr. 7 günstiger. Dieses hat seinen Grund darin, daß die Endröhre, die bei dem D. Gr. 9 nur etwa 75 Volt Anodenspannung hat, in dieser Schaltung erheblich geringere Ströme liefert als beim D. Gr. 7, bei dem sie mit 200 Volt arbeitet.

Fig. 6 zeigt eine Abbildung des Gleichrichters in der Ausführung für den Betrieb. Die drei Schiebewiderstände sind zusammen mit einem Schalter und den erforderlichen Sicherungen auf einer Grundplatte zu einem „Netzanschlußgerät" vereinigt. Die Röhren sowie die übrigen Teile sind in einem Kasten vereinigt und bilden den eigentlichen Gleichrichter. An der Vorderseite des Kastens sind die beiden Amperemeter für die Heizströme der Röhren, sowie ein Milliampere-

meter mit 2 Bereichen zur Messung des Anodenstromes der Vorröhre sichtbar. Die Klemmen links unten werden mit dem Verstärker, die Klemmen rechts unten mit dem Relais verbunden. Die beiden Drehwiderstände in der Mitte dienen zur Feinregulierung des Heizstromes.

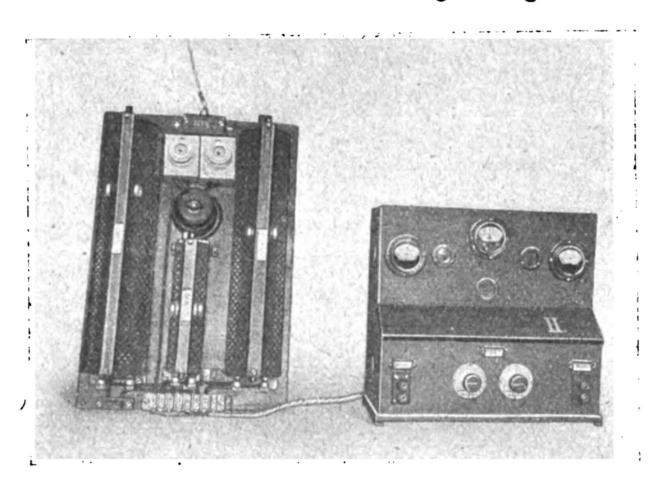


Fig. 6.

Die Trennung in Netzanschlußgerät und eigentlichen Gleichrichter hat den Zweck, den Gleichrichter auch in den Fällen, in denen ein Netz von 220 Volt nicht zur Verfügung steht, unverändert verwenden zu können, während das Netzanschlußgerät entsprechend geändert wird.

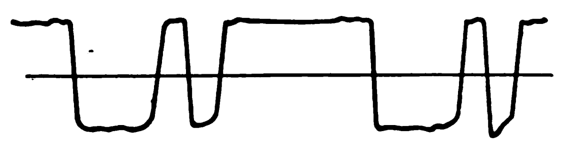


Fig. 7.

Die Bedienung des Apparates ist äußerst einfach, was für den Betrieb von größter Wichtigkeit ist. Die Heizströme der Röhren werden ein für allemal auf den erforderlichen Wert eingestellt. Die Gittervorspannung wird so einreguliert, daß die Vorröhre einen Anodenstrom von etwa 3 Milliamp. liefert. Je nach der Energie, die von der Empfangsapparatur zur Verfügung steht, wird nun der Trennstrom so eingestellt, daß ein im Relaisstromkreise liegendes Milliamperemeter mit dem Nullpunkt in der Mitte bei Trenn- und Zeichenstrom gleich-

große Ausschläge anzeigt. Es empfiehlt sich, die dem Gleichrichtee von der Empfangsapparatur zugeführte Energie durch Lösen der Kopplungen so einzustellen, daß das Relais etwa mit ± 6 Milliamp. arbeitet. Bei Schwankungen der Empfangsenergie oder der vom Netz zugeführten Spannung ist meistens nur eine geringe Nachstellung der Trennstromregulierung erforderlich.

Fig. 7 stellt eine oszillographische Aufnahme des Relaisstromes beim Buchstaben „*a*“ dar. Die Aufnahme wurde in folgender Weise gewonnen. Ein Wheatstonegeber tastete einen kleinen Sender (Überlagerer), der auf einen Audionempfänger induzierte. Hinter dem Empfänger lag in üblicher Weise ein 3-fach Niederfrequenzverstärker, dahinter der Gleichrichter mit dem Relais. Der Gleichrichter arbeitete also hinter einer normalen Empfangsapparatur. Das Tempo betrug etwa 330 Zeichen pro Minute, der Relaisstrom etwa ± 4 Milliamp.

Kapazitätsmessungen an Antennenmodellen.

(Mitteilung aus dem Radiolaboratorium E. Schrack in Wien.)

Von **Robert Ettenreich.**

a) Problem. In der Vorausberechnung von Antennenanlagen mit verstärkter Endkapazität herrscht noch immer eine gewisse Unsicherheit, die zum Teil daher rührt, daß die exakten Formeln für den den praktischen Gebrauch zu kompliziert, und die Nährungsformeln allzu ungenau sind. Ich stellte mir daher die Aufgabe, wenigstens für die so häufig gebrauchte Rechteckantenne (Schiffsantenne) an Hand von Modellmessungen[1]), die vorhandenen Formeln zu prüfen und womöglich durch eine neue zu ersetzen, die trotz hinreichender Genauigkeit den Gebrauch des Rechenschiebers gestattet. Besonders hatte ich auch die Frage der Drahtökonomie im Auge.

Die Untersuchung erstreckte sich auf die statische Kapazität, da nur diese eine wohldefinierte Größe ist, und der Wert bei verschiedenen Wellenlängen sich daraus in bekannter Weise ableiten läßt.[2])

b) Modelle. Um von der wechselnden Gunst des Wetters unabhängig zu sein, ging ich zu so kleinen Modellabmessungen über,

1) Die Kapazitäten geometrisch ähnlicher Gebilde verhalten sich wie ihre homologen Abmessungen (Abraham, Jahrbuch, Bd. 16, S. 67, 1920).

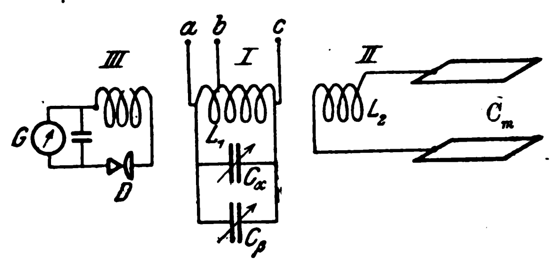
2) K. W. Wagner, Archiv f. Elektrotechnik, Bd. 18, S. 145, 1919. H. Bakhuis, Jahrbuch, Bd. 18, S. 33, 1921.



daß alle Beobachtungen im Laboratium gemacht werden konnten. Die größte Ausdehnung der Modelle überschritt im allgemeinen nicht 60 cm, die Mindestentfernung von den Wänden und der Zimmerdecke betrug 3 m. Unangenehm war bei diesen Größenverhältnissen nur die Notwendigkeit außerordentlich dünne Drähte zu verwenden, um im Bereich geometrischer Ähnlichkeit mit den wirklichen Antennengebilden zu bleiben.

An Stelle der „Erde" diente eine Blechtafel von 1,8 m Seitenlänge.

c) Meßanordnung. Dem Miniaturformat der Modelle entsprach auch die Größe der erlaubten Meßfehler. Die zu bestimmenden Werte lagen zwischen 5 und 50 cm; die Resultate mußten daher mindestens



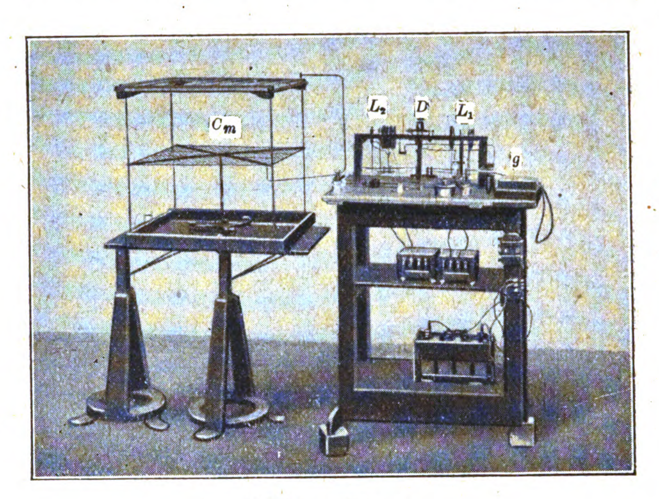
Prinzipschaltung der Meßanordnung.
Fig. 1.

auf Millimeter verläßlich sein. Nach dem Schwebungsverfahren bereitet es zwar keine Schwierigkeit sogar noch viel genauer zu arbeiten; trotzdem gab ich nach einigen einleitenden Versuchen die akustische Methode auf, denn sie erfordert die unabhängige Erregung zweier Schwingungskreise, deren unvermeidliche kapazitätsempfindliche Anhängsel (Röhren und Batterien) schwer konstant zu halten sind. Auch mußte ich auf Raschheit der Ablesungen großen Wert legen, da eine sehr große Zahl von Einzelmessungen zu erledigen war. Ich wählte daher eine Energieentziehungsschaltung (Fig. 1), die allen genannten Anforderungen gut entsprach.

Kreis I ist ein selbsterregter Wellenmesser, *a*, *b*, *c* sind die Anschlußstellen an einem Röhrenkreis (amerikanisches Oxydkathodenrohr 0,1 Watt, Spannungsteilenschaltung); zur Grob- und Feinregelung der Frequenz dienen die Kondensatoren C_α und C_β (Seibtkondensatoren, Max. 600 cm, bzw. 18 cm).

Kreis II enthält nur die Modellkapazität C_m und die Spule L_2, die mit der Schwingungspule L_1 sehr lose induktiv gekoppelt ist. Das Verhältnis der Induktivitäten war dabei so gewählt ($L_1 = 0{,}405$, $L_2 = 4{,}07$ Millihenry), daß im Resonanzfalle C_a etwa 10 mal so groß war als C_m.

Kreis III ist ein aperiodischer Detektorkreis, der gleichfalls lose mit I gekoppelt ist und durch den Ausschlag des Drehspuleninstru-



Meßanordnung.
Fig. 1a.

mentes g ($1\ p = 10^{-6}$ Amp.) ein relatives Maß der Amplitude von I liefert.

Bringt man I durch Abstimmen von C_a in Resonanz mit II, so tritt die bekannte Erscheinung des „Ziehens" auf; lockert man nun die Kopplung zwischen L_1 und L_2, so wird der Mitnahmebereich immer schmäler und beschränkt sich schließlich nahezu auf den Resonanzpunkt. Durch die Mitnahme wird dem Kreis I Energie entzogen, wie aus dem Rückgang des Galvanometerausschlages zu sehen ist. Die Kopplung wird so eingestellt, daß der Rückgang des Zeigers gerade noch deutlich zu beobachten ist. Das ermöglicht eine sehr scharfe Bestimmung der Resonanz und befreit den Meßkreis II von allen kapazitätsverändernden Eingriffen. Der Beobachter kann die Messung in so großer Entfernung vom Modell vornehmen, daß eine Beeinflussung des Kraftlinsenverlaufes durch seine Anwesenheit nicht zu befürchten ist.

d) Eine Eichung war notwendig, obgleich das Verhältnis den Selbstinduktionen bekannt war, weil Spule L_2 in der Nähe ihrer Eigenschwingung benutzt wurde, und es dabei nicht von vornherein selbstverständlich erschien, daß ihre Eigenkapazität frequenzunabhängig wäre. Die Eichung erfolgte durch Anschluß eines Präzisionskreisplattenkondensators an Stelle von C_m unter Anwendung der strengen Formel von Kirchhoff[1]) und ergab eine vollkommen lineare Beziehung zwischen C_m und $C_\alpha + C_\beta$. Dieses Ergebnis steht in Übereinstimmung mit einer theoretischen Überlegung von Prof. G. W. O. Howe[2]), wonach die Eigenkapazität einer Spule bei sinusförmiger Stromverteilung für alle Frequenzen konstant ist. Da außerdem die benutzten Wellenlängen (500 bis 1200 m) meist über der Größenordnung der Modellmessungen lagen, muß die ermittelte Kapazität als die „statische" angesprochen werden.

Der Wert $C_m = 0$ entsprach der Eigenschwingung von L_2. Sie betrug $\lambda_0 = 438$ m und lag im Meßbereich des Kreises I.

Eine gewisse Schwierigkeit bereitete die Berücksichtigung der Zuleitungsdrähte. Es ist natürlich leicht, die Kapazität der Zuführungen allein zu messen, aber damit ist wenig gewonnen, denn ihr Beitrag zur Gesamtkapazität ist bei Anwesenheit der Platten geringer. Ich umging das Problem durch einfachen Kunstgriff, ein zweites Paar ganz gleicher, blind endigender Zuführungsdrähte auf der entgegengesetzten Seite anzubringen. Die dadurch hervorgerufene Kapazitätsvermehrung wurde dann zweimal in Abzug gebracht.

Die gleiche Methode leistete auch bei den eigentlichen Messungen gute Dienste.

e) Streu- und Homogenkapazität. Schon bei der Eichung zeigte sich die bei den Modellen immer wieder bestätigte Beziehung, daß die Kapazität bei Veränderung des Abstandes (wenn extreme Annäherung vermieden wird) sich innerhalb der angestrebten Meßgenauigkeit von 2 % als die Summe zweier Größen darstellen läßt:

1. Eines konstanten Wertes, der bei symmetrischen Belegungen der halben Eigenkapazität einer solchen entspricht, wenn sie für sich allein frei im Raum vorhanden wäre. Damit korrespondiert der Streukraftfluß. Entsprechend wird dieser Anteil im folgenden als Streukapazität (S) bezeichnet.

---

1) Berliner Monatsberichte 1877, „Zur Theorie des Kondensators". Zitiert nach V. v. Lang, Einleitung in die theoretische Physik. Vieweg 1891.

2) The Radio Review, Vol. II, S. 617, Dez. 1921, „The natural frequency and self-capacity of coils".



2. Eines Wertes, der dem Abstand verkehrt proportional ist, wie es die Formel für den homogenen Kondensator erfordert. Dieser Anteil wird Homogenkapazität (H) genannt.

$$\text{Somit } C = S + H.$$

Für den Fall des Eichkondensators ist S die halbe Kapazität einer Kreisscheibe (Radius $a = 10$ cm, Fläche $J = 314$ cm^2)

$$S = \frac{a}{\pi} = \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{J}{\pi}} = 3{,}2 \text{ cm}$$

Für H darf jedoch nicht einfach $\frac{J}{4\pi h}$ gesetzt werden (h = Distanz der Belege); denn aus einer Reihenentwicklung der Kirchhoffschen Formel folgt

$$H = \frac{1{,}05\, J}{4\pi h}$$

d. h. infolge der Randstreuung erfolgt die „wirksame" Fläche eine Vergrößerung. [1]) Der Faktor, der diese Flächenvergrößerung angibt, wird im folgenden als „Formfaktor" bezeichnet. Er ist für den Kreis ein Minimum und erreicht bei anderen Flächenformen, wie später gezeigt wird, recht erhebliche Werte.

f) Unendliche leitende Fläche als zweite Belegung. Ersetzt man die eine, z. B. die untere Fläche des Eichkondensators durch eine möglichst große leitende Ebene, so zeigt sich, daß die „Homogenkapazität" ungeändert bleibt, während die „Streukapazität" auf den doppelten Wert anwächst.

Dies wird aus der Theorie der elektrischen Spiegelbilder verständlich.

Denken wir uns das Feld eines Kondensators C_1 (Fig. 2) durch seine Symmetrieebene halbiert, so ist diese eine Äquipotentialebene und kann daher ohne Änderung der Feldverteilung mit leitendem Material belegt werden.

Dadurch haben wir den ursprünglichen Kondensator C_1 in zwei in Reihe geschaltete C_2 verwandelt, von denen jeder, da sie kongruent sind, die doppelte Kapazität von C_1 hat.

---

1) Es ist deshalb nicht streng richtig, die Kapazitätsänderung eines Plattenkondensators bei kleinen Distanzänderungen $\Delta C = \frac{J}{4\pi}\left(\frac{1}{h_1} - \frac{1}{h_2}\right)$ zu setzen, wie dies Pungs und Preuner in ihrer Arbeit über Kapazitätsmessung tun. (Phys. Ztschr. 20, S. 551, 1919.)



$$C_2 = 2\,C_1$$
$$S_2 + \frac{A \cdot J}{4\,\pi\,h} = 2\left(S_1 + \frac{A \cdot J}{4\pi \cdot 2\,h}\right)$$
$$S_2 = 2\,S_1$$

(A = Formfaktor).

Physikalisch kommt dies darauf hinaus, daß der Spannungsknoten im Falle symmetrischer Belegung in der Mitte der Schwingungsspule liegt, so daß die Spannungsschwankung jeder Belegung nur halb so

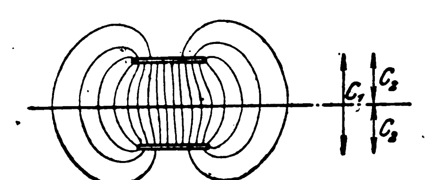


Fig. 2. Streufeld mit Spiegelbild.

groß ist als die gesamte Wechselspannung der Spule, während bei Erdung oder einseitiger Vergrößerung eines Beleges der Spannungsknoten gegen diesen zurückt und die volle Spannung an dem anderen liegt. Zur Erreichung dieser Spannung ist demnach die zweifache Elektrizitätsmenge erforderlich, d. h. die Kapazität hat sich verdoppelt. In Übereinstimmung mit dem Vorigen bezieht sich diese Überlegung nur auf den Streukraftfluß, da die gegenseitige Spannung der Belege in beiden Fällen die gleiche ist.

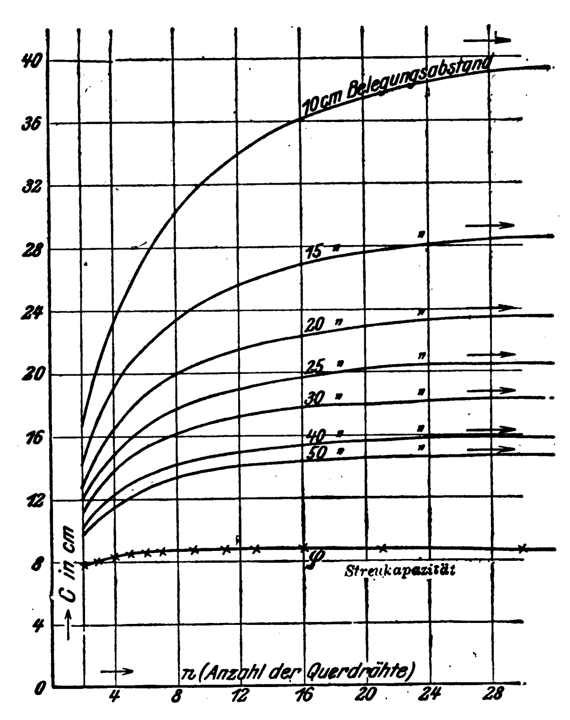
Die experimentelle Probe auf diese Beziehung machte ich an einem Quadratplattenkondensator (24,5 cm Seitenlänge, bei dem ich in zwei Meßreihen (1. mit gleichen Belegen und 2. mit großer Fläche statt des einen Beleges) die Kapazität als Funktion des Abstandes maß, und fand volle Übereinstimmung.

g) Flächenform. Bei dem zuletzt genannten Versuche ergab der Quadratplattenkondensator eine größere Kapazität als ein flächengleicher Kreisplattenkondensator. Sowohl S wie H erschien vermehrt.

Flächenform	Kreis[1]) (600 cm²)	Quadrat[1]) (600 cm²)
Streukap.	8,8 cm	9,1 cm
Homogenkap. . . .	$\frac{50,1}{h}$	$\frac{52,5}{h}$

1) Gegenüber großer Fläche.

In weiterer Verfolgung dieser Erscheinung maß ich eine Reihe von flächengleichen Rechtecken von verschiedenem Seitenverhältnis. Das Ergebnis ist in Tabelle 1 und Fig. 4 enthalten. Darin bedeutet A den „Formfaktor der Streukapazität", d. h. das Verhältnis der gemes-



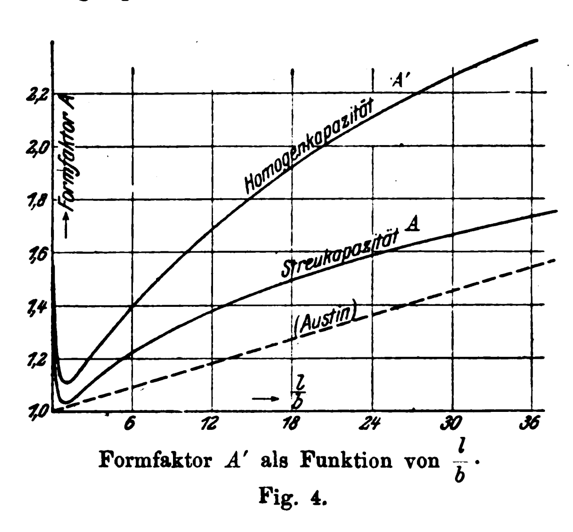
Kapazität als Funktion der Drahtzahl.
Fig. 3.

senen S zu der eines flächengleichen Kreises und analog A' den „Formfaktor der Homogenkapazität, bezogen auf 1,05 als Formfaktor des Kreises.

Tabelle 1.

Flächenform	Kreis	Rechteck mit Seitenverhältnis $l:b$ =					
		1	2,67	4,16	6,00	10,6	16,7
A	1	1,03	1,08	1,16	1,22	1,35	1,47
A'	1,05	1,11	1,20	1,27	1,40	1,63	1,88

h) Drahtdichte. Um den Übergang zur Schiffsantenne zu gewinnen, stellte ich ein Modell her, bei dem nicht ein volles Quadrat, sondern ein Raster von parallelen Drähten, deren Anzahl und Abstand geändert werden konnte, einen ausgedehnten Leiter gegenüberstand. Der Raster hatte das Format 60 × 60 cm; die Drähte wurden änquidistant aufgelegt, die beiden äußersten hatten stets 60 cm Ab-



Formfaktor A' als Funktion von $\frac{l}{b}$.

Fig. 4.

stand voneinander. Der Drahtdurchmesser betrug 2 mm. Das Ergebnis ist in der Kurvenschar der Fig. 3 enthalten.

Die Ordinaten geben die Anzahl der Rosterdrähte, die Abszissen die gemessenen Werte der Gesamtkapazität. Jeder Kurve entspricht ein anderer Belegungsabstand. Die eingezeichneten Pfeile sind die Asymptoten, denen die Kurven bei unendlich dichter Belegung zustreben. Sie würden durch Bedecken des Rasters mit Zinnfolie ermittelt. Die Kapazität nimmt mit steigender Drahtzahl erst rasch, dann immer langsamer zu. Die Trennung in S und H gelingt hier ebenso wie früher, d. h. die Kurvenschar läßt sich durch Multiplikation des Homogenanteils mit dem Belegungsabstand auf eine einzige Kurve zurückführen.

Wenn unter dem „Füllfaktor“ der Quotient zwischen der Kapazität bei voller und bei Rasterbelegung verstanden wird, so muß man auch hier wieder zwischen Streu- und Homogenkapazität unterscheiden. Die Streukapazität nähert sich schon bei viel geringerer Drahtzahl der „Sättigung“.

i) Schiffantennenmodelle. Einen praktischen Sinn bekommt die Einführung des „Füllfaktors“ erst durch den Nachweis, daß er vom Formfaktor unabhängig ist. Inwieweit dies zutrifft, geht aus mehreren Versuchsreihen hervor, bei denen Drahtzahl und Flächenform variiert wurden. Konstant war der Flächeninhalt der oberen Belegung (600 cm^2); als untere diente wieder die große Blechtafel. Die Rasterdrähte waren an ihren Enden mit kleinen Ösen versehen; durch diese wurden als „Raaen“ auf der einen Seite ein Glasstäbchen, auf der anderen ein Kupferdraht gesteckt, der mit der Zuführung verbunden war. Diese Raaen hielten die Antennen gespannt und waren an Isolierstativen befestigt, die eine Änderung der „Antennenhöhe“ gestatteten. Anschließend an jede Meßreihe, wurde eine zweite gemacht, bei der auch das Glasstäbchen durch einen Kupferdraht mit blinder Zuleitung ersetzt war (siehe d), um den Einfluß dieses unvermeidlichen Kontaktorganes zu eliminieren. Das Ergebnis der Einzelversuche mitzuteilten würde viel zu viel Raum beanspruchen. Das Gesamtergebnis ist folgendes:

Der Füllfaktor erweist sich dann als praktisch unabhängig von der Form, wenn als Argument nicht die Anzahl der Drähte, sondern ihre „Dichte“ benützt wird. Unter Dichte (δ) ist dabei das Verhältnis der gesamten Drahtlänge zur Seitenlänge eines mit der Antenne flächengleichen Quadrates zu verstehen.

$$\delta = \frac{n \cdot l}{\sqrt{l \cdot b}} = n \sqrt{\frac{l}{b}}$$

n = Drahtzahl, l = Länge, b = Breite der Rechtecksfläche. Der Fall $\delta < 5$ ist auszuschließen; er kommt auch in der praktischen Anwendung wohl kaum je vor.

In den Fig. 5 und 6 sind die Füllfaktoren B und B' für S und H als Funktion von δ dargestellt. Man sieht wieder, um wieviel rascher sich der Faktor der Streukapazität der Einheit nähert als der Homogenkapazität.

j) Einfluß des Drahtradius. Bei einer weiteren Anzahl von Meßreihen ließ ich die Flächenform konstant (10×60 cm) und variierte den Drahtradius, die Drahtanzahl und die Antennenhöhe.[1] Der Einfluß des Drahtradius geht in den Füllfaktor ein und ist unter merklicher, aus je weniger Paralleldrähten die Antenne besteht. Der Zusammen-

1) Durch Variation der Antennenhöhe gelingt die Trennung von S und H.



hang zwischen Radius und Füllfaktor ist ein angenähert logarithmischer und gelangt in den Kurvenscharen der Fig. 5 und 6 zur Darstellung. Als Eingang mußte eine dimensionslose Zahl gewählt werden, um von den Absolutmaßen der Antenne unabhängig zu sein; ich benützte dafür

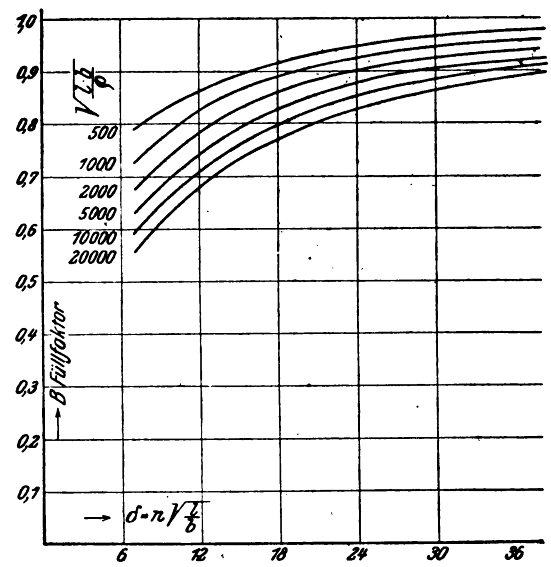


Fig. 5. Füllfaktor B als Funktionen der Drahtdichte δ.

das Verhältnis der Seite des mit der Antenne flächengleichen Quadrates zum Drahtradius ϱ, d. i. $\frac{\sqrt{l \cdot b}}{\varrho}$. Neben jeder Kurve steht die diesem Ausdruck entsprechende Zahl.

Zur Kontrolle wiederholte ich eine Anzahl von Versuchen bei einer anderen Rechteckform (5 × 120 cm) und fand, daß kein merklicher Einfluß des Drahthalbmessers auf den Formfaktor besteht.

k) Formel. Die statische Kapazität (in cm) einer rechteckigen Schiffsantenne (ohne Zuführung), deren Drähte parallel zur Längsseite gespannt sind, ergibt sich nach dem Vorstehenden aus folgender Formel

$$C = A \cdot B \cdot \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{l \cdot b}{\pi}} + A' B' \frac{l \cdot b}{4 \pi h}$$

oder

$$C_{\mathrm{cm}} = 0{,}36\, A \cdot B \sqrt{l_{\mathrm{cm}} b_{\mathrm{cm}}} + 0{,}079\, A' B' \frac{l_{\mathrm{cm}} \cdot b_{\mathrm{cm}}}{h_{\mathrm{cm}}}$$

darin bedeuten l die Länge, b die Breite, h die Höhe der Antenne

(alles in cm); die Faktoren A und A', B und B' sind aus den Fig. 4, 5 und 6 zu entnehmen. Zur Umrechnung in Mikrofarad ist C durch $9 \cdot 10^5$ zu dividieren.

l) Anwendung der Formel. Sie eignet sich zur Berechnung der Kapazität aus gegebenen Abmessungen, oder umgekehrt zur Ermittlung der erforderlichen Abmessungen für eine vorgegebene Kapazität.

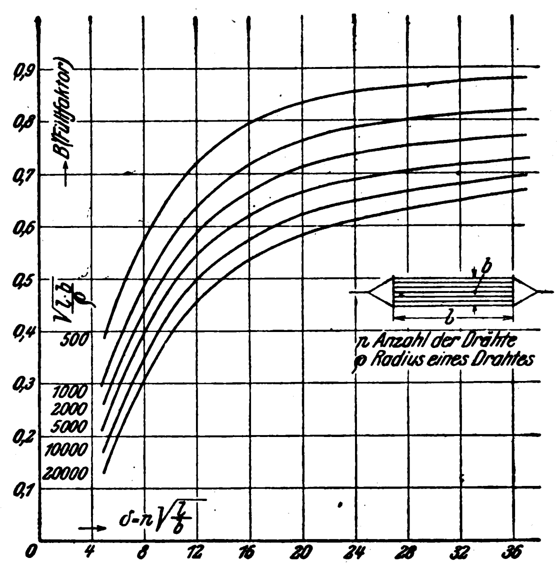


Fig. 6. Füllfaktor B' als Funktion der Drahtdichte δ.

Man kann sich an Hand der Formel leicht davon überzeugen, daß bei der Mehrzahl der praktisch in Betracht kommenden Antennenformen die Streukapazität beträchtlich größer ist als die Homogenkapazität. Ein verbreiteter Typus dürfte durch die Maße $l = 40$ m, $b = 3$ m, $h = 25$ m, $n = 4$, $\varrho = 2$ mm gekennzeichnet sein. Ihm entspricht nach obiger Formel eine Gesamtkapazität 478 cm, wovon 439 cm auf S und 39 cm auf H entfallen.

Von großer ökonomischer Bedeutung ist die Frage nach der Anzahl der Paralleldrähte, die bei gegebener Antennenform verwendet werden müssen, um einen bestimmten Teilbetrag der Kapazität einer vollen Belegung zu erreichen. In Tabelle 2 ist diese „wirtschaftliche Drahtzahl" als Funktion der Antennenhöhe für das obige Beispiel angegeben. n_{80} gibt dabei die Drahtzahl an, bei der 80 % der Vollbelegung erreicht werden, n_{90} entspricht 90 % der Höchstkapazität.

Tabelle 2.

h in m	5	10	20	40	60	100	∞
n_{80}	7	6	5	5	5	4	4
n_{90}	18	14	12	10	10	9	9

Je höher die Antenne, je geringer also der Beitrag der Homogenkapazität ist, desto weniger Drähte sind erforderlich. — Die Schirmantenne, die an ihrem höchsten Punkt die größte Drahtdichte aufweist, ist von diesem Standpunkt aus unwirtschaftlich.

m) Bisherige Formeln. Einer freundlichen Mitteilung von Dr. Meißner verdanke ich die Kenntnis einer bequemen Regel, die bei Telefunken für Montageüberschläge verwendet wird. Sie lautet: Man verbreitere die Antennenfläche um die Antennenhöhe und rechne dann nach der Kondensatorformel $\frac{F}{4\pi h}$. Für die Schiffsantenne gibt dies den Ausdruck

$$C = \frac{l(b + 2h)}{4\pi h} = \frac{l}{2\pi} + \frac{l \cdot b}{4\pi h}$$

Diese Formel empfiehlt sich durch ihre außerordentliche Einfachheit, aber abgesehen davon, daß Drahtzahl und Drahtstärke in ihr überhaupt nicht aufscheinen, gibt sie genähert richtige Werte nur für $l/b \sim 5$. Für $\frac{l}{b} > 5$ liefert sie zu große, für $\frac{l}{b} < 5$ zu kleine Werte. In unserem oben angeführten Beispiel ergibt sich $640 + 38 = 678$ cm, also eine wesentlich zu große Zahl, da $\frac{l}{b} = 13{,}3$.

Für genauere Überschläge wird häufig eine empirische Formel von Austin[1]) verwendet, die zwar gleichfalls auf die Dichte und Art der Belegung nicht Rücksicht nimmt, aber doch dem speziellen Fall der Schiffsantenne besser angepaßt ist. Sie lautet unter Benützung der gleichen Bezeichnungen wie früher.

$$C_{cm} = \left(0{,}36\sqrt{l \cdot b} + 0{,}080\,\frac{l \cdot b}{h}\right)\left(1 + 0{,}015\,\frac{l}{b}\right)$$

(l, b und h in cm).

Der zweite Klammerausdruck stellt einen linearen Formfaktor dar, der für Streu- und Homogenkapazität als gleich angenommen ist. Er ist in Fig. 4 gestrichelt eingezeichnet und liefert wesentlich kleinere Werte, als die von mir experimentell ermittelten. Trotzdem stimmt die

1) Proceedings Institut of Radio-Engineers, S. 164, April 1920 (zitiert nach Radio-Review, Nov. 1920).

Formel in vielen Fällen gut, da der Fehler des zu kleinen Formfaktors sich häufig gerade mit der Vernachlässigung des Füllfaktors kompensiert. Bei Anordnungen mit wenig Paralleldrähten liefert die Formel zu große Werte; für das bereits wiederholt verwendete Beispiel gibt sie $C = 517$ cm.

Dagegen steht die aus theoretischen Erwägungen hergeleitete Formel von Prof. G. W. Howe[1]) in sehr guter Übereinstimmung mit meinen Versuchen und mit meiner empirischen Rechenvorschrift.

Howe geht von einem kühnen Kunstgriff aus. Während in Wirklichkeit das Potential längs der Leiteroberfläche konstant ist und die Ladungsdichte von Punkt zu Punkt wechselt, berechnet er unter Voraussetzung konstanter Ladungsdichte die Potentiale der einzelnen Leiterteile und daraus ein mittleres Potential. Er nimmt nun an, daß sich das so definierte mittlere Potential bei gleicher Gesamtladung von dem tatsächlichen Potential nur außerordentlich wenig unterscheidet. Diese Annahme scheint tatsächlich zuzutreffen. Seine Formel für die Schiffsantenne ist allerdings ziemlich unhandlich. Sie lautet in unserer Schreibweise

$$C_{\text{cm}} = \frac{0{,}5\, n\, l}{n\left(\log_e \dfrac{(n-1)\, l}{b} - 0{,}31 - E\right) + \log_e \dfrac{b}{(n-1)\, \varrho} - B}$$

Dabei sind E und B aus Kurven zu entnehmende Werte, bezüglich deren auf die Originalarbeit verwiesen werden muß.

n) Zusammenfassung.

1. Mittels einer einfachen Elektronenröhrenanordnung wurde ein umfangreiches Beobachtungsmaterial über die statischen Kapazitäten von sehr kleinen Schiffsantennenmodellen gesammelt.

2. Die Kapazität der Modelle läßt sich in guter Näherung als die Summe von zwei Größen auffassen, die als Streu- und Homogenkapazität unterschieden werden. Bei den meisten praktischen Anlagen macht die Homogenkapazität nur einen geringen Bruchteil des Gesamtbetrages aus.

3. Mit steigender Drahtzahl nimmt die Kapazität erst rasch, dann immer langsamer zu und nähert sich asymptotisch dem Grenzwert der Vollbelegung. Diese Annäherung findet für die Streukapazität viel rascher statt als für die Homogenkapazität.

4. Eine empirische Formel wird aufgestellt, die meist mit den theoretischen Ergebnissen Howes in guter Übereinstimmung steht.

5. Die gewonnenen Resultate gestatten die Bestimmung der jeweils „wirtschaftlichen Drahtzahl“.

---

1) The Electrician 73, S. 859. 906, 1914; 75, S. 870, 1915; 77, S. 761, 880, 1916.

Drahtlose Schnelltelegraphie.

Von **A. G. T. Cusins.**

(Aus: Journal of the Institution of Electrical Engineers Bd. 60, 1922, Seite 245.

Übersetzt von **M. Kagelmann.**

(Fortsetzung von Seite 112.)

Verfahren, um den Strom dem Post-Office-Relais oder dem Wheatstone-Empfänger zuzuführen.

In den vorhergehenden Versuchen wurde der das P. O. Relais betätigende Strom, wie es in Fig. 9 gezeigt wird, erhalten. Dieser Strom ist vollständig gleichgerichtet, und hat die Stärke von 10 MAmp.; daher ist die Anordnung für Geschwindigkeiten über 100 Wörter pro Min. nicht zu gebrauchen. Es wurde deshalb die in Fig. 13 angegebene Anordnung getroffen. Die Röhre *A* ist die in Fig. 9 gezeigte Gleichstrom-Verstärkerröhre. Der Anodenkreis ist jedoch wie aus

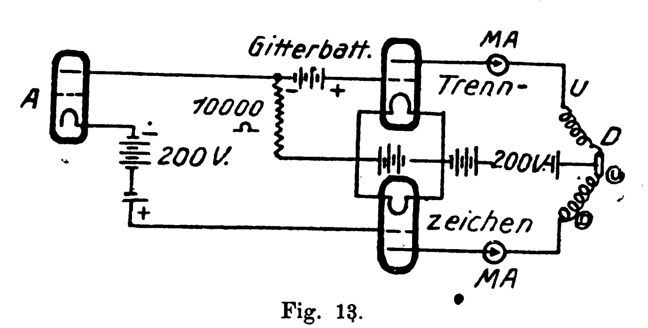


Fig. 13.

Fig. 13 zu ersehen ist, abgeändert. Der Strom aus der Anodenbatterie fließt nun zum Gitter der Röhre *C*, von da aus zum Heizfaden und dann durch *R* (10 000 Ohm) zur Anode.

Es ist ersichtlich, daß, wenn durch die Röhre kein Strom fließt (kein Zeichen eingeht), der Anodenstrom der Röhre *C* (Zeichenstromröhre) sehr klein ist. Der Anodenstrom der Röhre *B* (Trennstromröhre) wird jedoch groß sein, sobald das Gitter von *B* durch die Gitterbatterie positiv wird. Daher wird ein starker Trennstrom von *D* nach *U* durch den Schreiber oder das Relais fließen mit einem verhältnismäßig geringen Zeichenstrom von *U* nach *D*. Wird ein Zeichen empfangen, so sind die Bedingungen umgekehrt. Das Gitter

von C wird positiv und verursacht das Fließen eines starken Zeichenstromes, während das Gitter von B seine dauernde positive Spannung sehr verringert hat, wodurch ihr Anodenstrom (Trennstrom) sehr herabgedrückt wird. In die Anoden-Zeichenstrom- und Trennstromkreise sind Milliamperemeter eingeschaltet, um ein Abgleichen zu ermöglichen Wenn in der Praxis eine Reihe von Punkten mit hoher Geschwindigkeit erhalten wird, zeigen beide Instrumente ungefähr 20 MA. Der wirkliche Wert des Stromes variiert in jedem Kreise um ca. 30 MA., d. h. von 10 bis zu 40 mA., je nachdem ob ein Zeichen empfangen ist oder nicht. Obgleich das Relais oder der Schreiber in Wirklich-

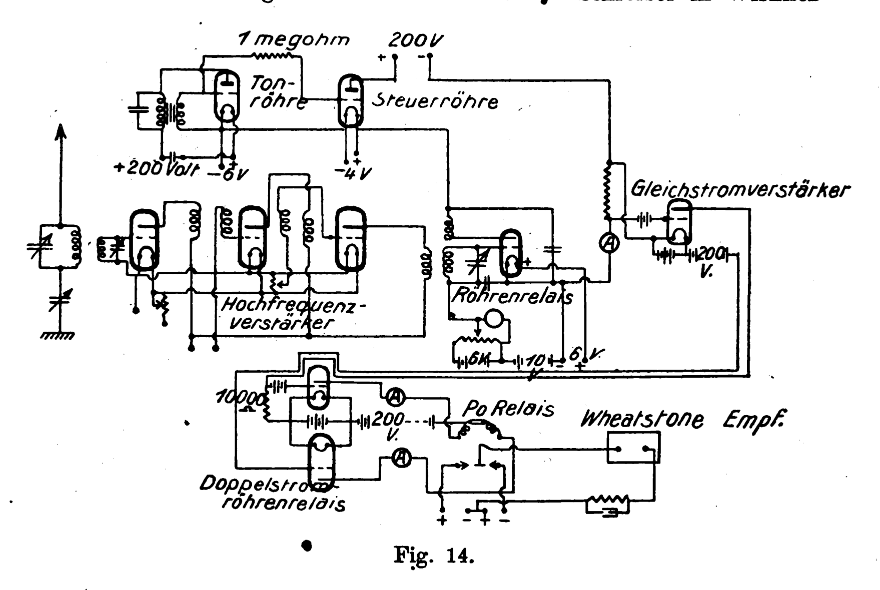


Fig. 14.

keit nicht für Doppelstrom eingerichtet ist, ist die Wirkung dieselbe wie die eines Doppelstroms von halbem Wert. Mit dieser Anordnung können der Wheatstoneempfänger oder das P. O. Relais bis zu den größten Geschwindigkeiten des Normalsenders arbeiten.

Der verbesserte Empfänger.

Die Entwicklung des elektrisch arbeitenden Röhrenlöschers und der eben beschriebenen Schaltung, bekannt als Doppelstromröhrenrelais, ließen es angebracht erscheinen, diese Schaltung anzuwenden, und die Apparatsätze, bei denen diese Schaltungen angewendet würden, waren für einige Zeit die anerkannten Muster einer Empfangsausrüstung.

Fig. 14 zeigt die vollständige theoretische Anordnung von der Antenne bis zum Schreiber. Alle Schalter und dgl. sind der Einfachheit halber fortgelassen. Aus Fig. 14 ist zu ersehen, daß das Zeichen von der abgestimmten Antenne, die lose mit dem geschlossenen Kreis gekoppelt ist, empfangen wird. Von dem geschlossenen Schwingungskreis gehen die Schwingungen zum 3-Röhren-Hochfrequenzverstärker, dessen letzter Anodenkreis mit dem abgestimmten Gitterkreis des Röhrenrelais gekoppelt ist. Die Hochspannung für das Röhrenrelais, welche von einer 200 Volt-Batterie geliefert wird, wird durch die Steuerröhre zugeführt, welche unter dem Einfluß der Schwingungsbeeinflussung der Tonröhre arbeitet.

Der Anodenstrom des Röhrenrelais wird verstärkt durch einen Gleichstromverstärker mit 1 Röhre, der seinerseits wiederum das Doppelstromröhrenrelais betätigt, um dem P. O. Relais den für das Arbeiten nötigen Strom zu liefern. Dieses P. O. Relais kann dazu benutzt werden, irgendeine Schreibanordnung zu betätigen. Obgleich Fig. 14 einen Wheatstoneempfänger zeigt, ist es interessant, festzustellen, daß ein Creed-Empfänger und Drucker erfolgreich von dem P. O. Relais gesteuert wurden. So bestand die Möglichkeit drahtlose Nachrichten, mit einer Geschwindigkeit von 110 Wörtern pro Min. zu übermitteln und in römischen Buchstaben gedruckt zu empfangen.

Anwendung eines chemischen oder elektrolytischen Farbschreibers für hohe Geschwindigkeiten. Das in Fig. 9 und 10 gezeigte P. O. Relais wird durch einen chemischen Farbschreiber ersetzt. Dieser besteht in der Hauptsache aus besonders präpariertem Papier, das zwischen einer Walze und einem Zeichenstift hindurch gezogen wird. Die Walze und der Stift machen mit dem Papier dauernd Kontakt. Das ankommende Zeichen verursacht einen Stromdurchgang durch das Papier, wodurch die Färbung des Papiers geändert wird. Die Zeichen werden in derselben Form wie mit dem Wheatstoneschreiber empfangen.

Das Papier, das gewöhnlicher Wheatstonestreifen sein kann, wird durch Passieren eines Jodkaliumbades präpariert.

Es fühlt sich beim Gebrauch trocken an, aber durch Anwesenheit eines löslichen Salzes enthält es genügend Flüssigkeit, um einen Stromdurchgang zu ermöglichen und durch Ausscheiden von Jod ein Zeichen hervorzurufen.

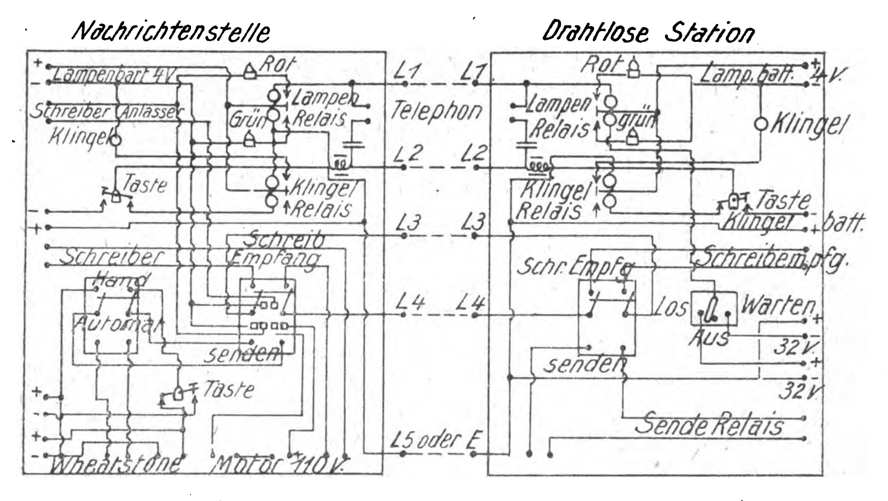
Einwandfreie Zeichen sind bis zu 3000 Wörtern in der Minute erhalten worden, aber es ist eine Arbeitsgeschwindigkeit von 150 Wörter

pro Min. bei 5 Milliampere Zeichenstrom als Arbeitsgeschwindigkeit festgesetzt worden.

Dieser chemische Farbschreiber beruht auf den früheren Arbeiten von Boin, der ihn im Jahre 1870 auf Landlinien praktisch verwendete. Die Frage der Präparierung des Papiers in größeren Mengen würde weitere Versuche erfordern.

Selbsttätige Weitergabe der Zeichen.

Es ist, wie schon vorher in diesem Aufsatz aufgeführt, wünschenswert, den Verkehr von jedem anderen Punkt als von der drahtlosen Station ausführen zu können. Um eine leichte Ausführung zu ermöglichen, wurde ein System für Ferntastung entwickelt. Fig. 15



Anordnung für drahtlose Schnelltelegraphie mit Fernsteuerung

Fig. 15.

zeigt die Anordnung. Es sind zwei Schalttafeln eingerichtet, die eine „Nachrichtenstelle-Zentrale“ bezeichnet, in einiger Entfernung von der drahtlosen Station. Die Stationen sind durch 5 oder durch 4 Leitungen und Erde verbunden. Jedes Ende ist mit einem Telephon versehen, das zu jeder Zeit und jeder Stellung der Steuerschalter gebraucht werden kann; ferner mit roten und grünen Signallampen und einer Anrufglocke. Ebenso sind Sende- und Empfangsschalter angebracht. Ferner ist die Nachrichtenstelle mit einer Handsendestelle und mit

einem Umschalter ausgerüstet, der ein Umschalten von Handzum automatischen Senden gestattet. Die Arbeitsweise ist folgende:

Übermittlung.

Mit Hilfe der Fernsteuerung gibt das Telegraphenamt der drahtlosen Station das Signal „Ich wünsche zu senden". Dies geschieht durch einmaliges Drücken des Klingelknopfes. Die drahtlose Station antwortet durch Umlegen ihrer Schalter auf „warten" (solange bis der Generator angelassen wird, die Lampen geheizt sind usw.), wodurch auf beiden Seiten eine rote Lampe aufleuchtet. Ist die drahtlose Station sendeklar, legt der Funkbeamte seinen Schalter auf „Senden", wodurch das rote Licht durch ein grünes ersetzt wird und die Gebestation weiß, daß sie senden kann. Die Nachrichtenstelle ruft nun die entferntere Station mit der Hand an, und wenn sie senden kann, sendet sie ein vorher verabredetes Zeichen, z. B. 6 m's. Dann geht sie zum Schnellsenden über und läßt die Schleife laufen.

Empfang.

Die Normalstellung beider Schalter ist auf „Empfang". Der überwachende Beamte der drahtlosen Station hört seinen Ruf. Er sendet ein Warnungszeichen zur Nachrichtenstelle, mitteilend, daß Schnellempfang erwartet werden kann (er läutet einmal).

Sobald er das verabredete Zeichen hört, legt der bedienende Beamte seinen Schalter auf „Fertig", wodurch der Wheatstoneempfänger der Telegraphenstation eingeschaltet wird und die Zeichen geschrieben werden.

Mißverständnisse sind durch die rote und grüne Lampe, die auf beiden Seiten gleichzeitig in Tätigkeit treten, ausgeschlossen; das Telephon ist jeder Zeit verfügbar.

Das System würde schließlich nur unter Friedensbedingungen anwendbar sein, und selbst dann mag die Verwendung von 2 Doppelleitungen übertrieben erscheinen. Wie vorher in diesem Aufsatz erwähnt, kann Ferntastung auch mit einer Einzelleitung und Erde ausgeführt werden. Trotz alledem ist dieses System, welches von Major Fuller stammt, sehr sinnreich, besonders im Hinblick darauf, wie der Beamte der drahtlosen Station den Endschreiber anlaufen läßt.

Gegenwärtige Apparate.

Es wird klar gewesen sein, daß jeder bis jetzt beschriebene Apparatsatz von einer Type war, die überall auf die ankommenden

Zeichen abgestimmt sein muß. Dies ist abgeändert durch ein von Captain Brydon angegebenes Selbstlöschrelais, welches auf eine gegebene Frequenz eingestellt ist. Das ankommende Zeichen wird nicht direkt verwendet, sondern über einen Frequenzwandler, d. h. das Signal wird überlagert, und der Überlagerer ist auf die Frequenz der Relaisapparatur abgestimmt. Das letztere „Autakym" genannt, ist kein richtiges Turnersches Schwingrelais, in dem das ankommende Signal eine Änderung des Anodenstroms hervorruft, der seinem Wert entspricht. Diese Anordnung, einmal eingestellt, verlangt keine Nachstellung der Wellenlänge, da derselbe Überlagerer sowohl für Hör- als automatischen Empfang benutzt wird. Sie ist natürlich ein sehr handlicher Apparat für den Gebrauch, wo der Empfang mit einer Anzahl von Wellenlängen arbeiten muß, wie es sich im Felde ereignen mag.

Schluß.

Es kann kein Zweifel sein, daß das direkte Schreiben und Drucken von drahtlosen Zeichen nun eine vollendete Tatsache ist. Die Geschwindigkeit, bei der ein Arbeiten möglich ist, ist schließlich so hoch, wie der Wheatstoneapparat selbst arbeiten kann; mit einem besonders konstruierten Sender und einem chemischen Schreiber sind über 1000 Wörter pro Min. geschrieben worden. Die größte Entfernung über die das System in dieser Zeit gearbeitet hat, betrug 400 Meilen (673 km). Bei 10 Amp. (Taste gedrückt) in der Sendeantenne wurde bei dieser Entfernung für die Empfangsstation ein sehr guter Sicherheitsfaktor erreicht, so daß angenommen werden kann, daß mit vergrößerter Kraft weit größere Entfernungen überbrückt werden können. Verhältnismäßig klein ist die Aussicht gegenwärtig, die Geschwindigkeit auf mehr als 100 Wörter pro Min. heraufzusetzen, da bei dieser Geschwindigkeit die Verbindungsmöglichkeiten ausreichen und die drahtlosen Stationen nur so schnell zu arbeiten brauchen, wie sie die Nachrichten von den Kabeln und Landlinien aufnehmen bzw. weitergeben können. Bis also Drucktelegraphen hergestellt sind, die größere Geschwindigkeiten leisten als die heute gebräuchlichen, würde das Schreiben der Telegramme auf Morse bei hohen Geschwindigkeiten eine so große Menge von Abschreibpersonal erfordern, und solche Schwierigkeiten in der Rückfragenerledigung hervorrufen, daß größere Geschwindigkeiten unerwünscht wären.

Die Notwendigkeit für einen Drucktelegraphen mit einer Geschwindigkeit von ca. 300 Wörter pro Min., der von einem P. O. Relais

gesteuert werden kann, ist groß, und die Entwicklung einer solchen Maschine scheint die Geschwindigkeit zu bestimmen, mit der der drahtlose Verkehr arbeiten wird.

Gebrauchsvorschläge für das System.

Für den, der die Leistungsfähigkeit des Systems kennt, werden sich viele Anwendungsmöglichkeiten zeigen, doch sollen einige Beispiele angegeben werden.

1. Das System kann zur Abwicklung des Telegraphenverkehrs mit dem Festlande dienen. Ein System, das unabhängig von Unterseekabeln und von der Unterhaltung der Landlinien ist, würde ipso facto zuverlässiger sein.

2. Es kann dazu benutzt werden, eine gestörte Strecke einer wichtigen Landlinie zu ersetzen ohne die Arbeitsgeschwindigkeit zu vermindern, da ein gewöhnliches P. O. Relais als Sendetaste (bei hohen Geschwindigkeiten) dient und das empfangene Zeichen ein gewöhnliches Relais betätigt.

3. Es kann für Presseverkehr benutzt werden. Angenommen, es würde sich an irgend einem Punkte in Großbritannien eine Sendestation befinden, die auf verschiedenen Wegen die neuesten Nachrichten des Tages senden würde. Auf dieser Station würden die Nachrichten gestanzt werden, und sagen wir mit einer Geschwindigkeit von 120 Wörtern in der Minute gesandt werden. In jeder wichtigen Stadt des Reiches, in der eine Zeitung herausgegeben wird, würde ein Empfänger aufgestellt werden, der direkt einen Typendruckapparat betätigt. Hierdurch könnten bei einer einmaligen Abgabe der Nachrichten dieselben gleichzeitig in ganz England empfangen werden können. Die Erweiterung dieser Pläne mögen den daran Beteiligten überlassen bleiben, aber ihre Ausnutzungsmöglichkeiten sind unermeßlich.

Die gegebenen Beispiele begründen sich auf das, was tatsächlich erreicht ist. Wenn es erlaubt ist anzunehmen, daß die getasteten Energien und folglich auch die Reichweiten noch vergrößert werden können, so eröffnen sich überraschende Aussichten.

Diskussion in der drahtlosen Sektion am 4. Januar 1922.

Sir Charles Bright: In Mr. Eckersleys kürzlich erschienenem Aufsatz werden wir an die frühere Geschichte der drahtlosen Telegraphie in einer Weise erinnert, die mich besonders interessiert. Ich erinnere daran, daß während der ersten parlamentarischen Untersuchung im Jahre 1906/07 von verschiedenen Seiten auf die Wichtigkeit der direkten Erdverbindung durch einen eingegrabenen Draht hingewiesen wurde, der die Reichweite

und allgemeine Leistungsfähigkeit erhöhen sollte. Nun scheint sich jedoch ein Umschwung zugunsten des Gegengewichtes zu vollziehen, um die Erdverluste zu verhindern und dadurch die gebrauchte Energie zu verringern. Das entspricht ziemlich dem, was in früheren Tagen getan wurde, als Kondensatoren eingeführt wurden. Nun ist wiederum in Oberst Cusins Abhandlung eine große Menge wichtiger Dinge entwickelt worden. Er erzählt von gedruckten drahtlosen Zeichen. Da kommen wir zu etwas mehr Geschäftlichem, als in den meisten der früheren drahtlosen Aufsätze auseinandergesetzt worden ist. Oberst Cusins legt Wert auf die Tatsache, daß drahtlose Schnelltelegraphie praktisch von einem wirklich befriedigenden Typendrucktelegraphen abhängig ist. Mit Hilfe des Selbstlöschrelais von Kapitän Brydon, das in diesem Aufsatz besprochen ist, kann, wie wir hören, Wheatstone bis zu 1000 Wörtern in der Minute über eine Strecke von 400 Meilen (640 km) gearbeitet werden. Dies übertrifft alles was bisher in der Kabeltelegraphie geleistet worden ist. Ich will damit nicht sagen, daß man ein Kabel nicht auf größere Wortgeschwindigkeiten bringen könnte, als jetzt, wenn man für die Versuche mehr Geld aufwenden würde. Es würde jedoch vom Standpunkt des Ingenieurs nicht wirtschaftlich sein, weil sich das Kabel zu schwer verzinst. Das ist bei der drahtlosen Telegraphie nicht nötig, und unzweifelhaft wird sie bald eine andere Stellung einnehmen, als bisher. Andererseits sind die atmosphärischen Störungen ihr Schrecken, besonders bei der drahtlosen Schnelltelegraphie. Wir brauchen innerhalb des Reiches noch eine weit größere Anzahl von Verbindungen wenn wir den Handel über das ganze Reich ausdehnen wollen, und das zu tun, ist mehr als je nötig. Wir werden Verbindungen, brauchen, so viel wie nur möglich sind. — Die Tage der Handübermittlung mit 30 Wörtern in der Minute sind vorüber. In Zukunft wird man nur mit Schnelltelegraphen im Endempfang arbeiten. Der Hauptzweck der drahtlosen Telegraphie scheint mir in der Tat in der gleichzeitigen Beförderung von Neuigkeiten für das ganze Reich zu sein. Das ist ihr augenblickliches Gebiet, und hiermit kann der Draht nicht in Wettbewerb treten. Aber ich stimme mit dem australischen Premierminister überein, wenn er sagt, es spiele keine Rolle, welches besondere System wir haben, wenn wir nur eins haben, das seinen Zweck erfüllt. Und ich vermute, daß später die Herstellung von schnellen Verbindungen zwischen den verschiedenen Teilen des Reichs eine Frage der drahtlosen Telephonie und Luftschiffahrt sein wird. Daher werden wir wahrscheinlich, ehe einige Jahre vergangen sein werden, viel über General Squiers „Wired wireless" hören.

Mr. R. E. H. Carpenter: Der Vortrag ist von großem Interesse als Arbeitsbericht über das, was in dem Nachrichtenversuchsamt Woolwich, von dem wir früher wenig gehört haben, getan worden ist und ich glaube noch getan wird. Im Hinblick auf die Tatsachen, daß, wie wir heute Abend gehört haben, Creed-Apparate zum Schreiben der Zeichen benutzt worden sind, mag es von Interesse sein, die Frage der Anwendbarkeit dieses Systems für die Forderungen der drahtlosen Telegraphie zu besprechen. Der Vortragende meint, daß es erforderlich sei, beim Arbeiten mit Morse viermal während des Punktes zu löschen, und dies wirft natürlich die Frage auf nach dem Höchstbetrage der zulässigen Verzerrung für diesen und die

anderen Drucktelegraphensysteme. Das Creed-System ist das einzige, welches das Morsealphabet benutzt, während praktischerweise alle anderen Typendruckschnelltelegraphen eine andere Form, das Fünfer-Alphabet, benutzen, bei dem jedes Zeichen die gleiche Länge hat. Nun sind in der technischen Presse verschiedentlich Berechnungen angeführt, in denen nachgewiesen wird, daß die Länge eines Durchschnittsmorsezeichens sich zur Länge eines Fünferalphabetszeichens verhält wie 8 zu 5, und daraus wird gefolgert, daß die erreichbaren Geschwindigkeiten im umgekehrten Verhältnis stehen. Alle diese Berechnungen sind jedoch nichtig, wenn nicht mehr Gewicht auf die sehr wichtige Frage gelegt wird, welcher Grad von Verzerrung der ankommenden Zeichen bei dem einen oder anderen Systeme erlaubt ist. In Wirklichkeit weisen alle Fünferalphabet-Systeme, relativ gesagt, eine außerordentliche Empfindlichkeit für die Form des ankommenden Zeichens auf, d. h. die Stufe der erlaubten Verzerrung ist sehr klein. Bei dem System, das wir heute Abend gesehen haben, ist der Spielraum für die Zeichenverzerrung sehr groß. Die Verzerrung eines Zeichens bis zu einem Viertel der Punktlänge in jeder Richtung wird automatisch durch den Empfangslocher ausgeglichen. Es ist hieraus ersichtlich, daß da, wo die Geschwindigkeitsgrenze durch die Veränderung der Form der empfangenen Zeichen gesetzt ist, das Morsealphabet besser arbeitet als seine kürzeren Gegner. Die Gründe für die Empfindlichkeit des Fünferalphabets sind sehr naheliegend. Die Form ist eine solche, daß Zeichen von großer Länge, manchmal zwanzig Einzelheiten, zeitweilig gesandt werden, und es ist klar, daß während der ganzen Dauer eines solchen Zeichens keine Synchronisierung stattfinden kann. Bei dem hier gebrauchten Morsealphabet synchronisiert der Anfang und das Ende jedes Zeichens. Überdies sind die Teile, die bei den mit dem Fünferalphabet arbeitenden Apparaten in Gleichauf, d. h. mit dem ankommenden Zeichen in bestimmter Phasenbeziehung gehalten werden müssen, verhältnismäßig schwer. Bei der Maschine, die hier für den Empfang von Morsezeichen verwendet wird, ist der rotierende Teil, der in richtiger Phase mit dem Sender sein muß, ein kleines Getriebe für die Papierführung, das nur ein Bruchstück einer Unze (28,3 g) wiegt. Daß bei atmosphärischen Störungen Verzerrungen durch eine Verlängerung oder Verkürzung der Zeichen eintreten, ist natürlich; desgleichen bei der Tastung starker Lichtbogen- und Hochfrequenzmaschinensender. In Verbindung mit der Schwinglöschmethode des Röhrenrelais durch Ausschalten der Anodenspannung in bestimmten Zwischenräumen, würde es mich interessieren, zu erfahren, ob sich praktisch herausgestellt hat, welche Geschwindigkeitsgrenze bei dieser Methode gegeben ist, wenn große Wellenlängen benutzt werden. Erstens, auf Kurve *B* (Fig. 12) zurückkommend, ist nicht zu sehen, wie diese Wellenform erreicht worden ist. Die Kurve scheint gezogen zu sein unter der Voraussetzung, eines linearen Verlaufens der Beziehung zwischen Gitterspannung und der Zeit von der Spitze einer Halbwelle zur anderen. Weiter scheint angenommen zu sein, daß die dynamischen und statischen Charakteristiken der Röhre für die Frequenzen identisch sind. Wenn ich die Kurve jedoch als gegeben annehme, so scheint es, daß der Zeitabstand, während dessen die Anodenspannung genügend hoch ist, um die Röhre zum Schwingen zu bringen, so bemessen ist, daß die Röhre nicht mehr als 50 % der Zeichendauer schwingen würde,

d. h. wenn ich 200 Wörter auf Morse, mit einer Punktlänge von $^1/_{160}$ Sekunde sende und eine viermalige Löschung pro Punkt annehme, so muß die Röhre mit ihren Schwingungen in dem annähernd achten Teil, d. h. in weniger als $^1/_{1000}$ Sekunde ein- und aussetzen. Bei einer Wellenlänge von z. B. 15000 m bedeutet dies weniger als 20 vollständige Schwingungen in einer Löschung und es ist fraglich, ob die Schwingungsanordnung unter diesen Umständen zum wirklichen und selektiven Arbeiten gebracht werden könnte. Der Fall ist schließlich ein etwas extremer, obgleich die dieser Methode sehr günstige Voraussetzung gemacht worden ist, daß die Empfangsantenne und der Hochfrequenzverstärker ihre volle Schwingungsamplitude in der ersten Tausendstel Sekunde erreicht haben und das Röhrenrelais zum Anspringen bringen. Schließlich würde es von sehr großem Interesse sein, wenn der Vortragende weitere Einzelheiten über die Anordnung von Dr. Brydon, die, wie ich glaube, jetzt im Gebrauch ist, geben würde.

Mr. F. G. Creed: Es mag von Interesse sein, einige Versuche zu erwähnen, die ich Kapitän Hovland in Kristiania (Norwegen) im Jahre 1913 oder 1914 ausführen sah. Er konnte Morsezeichen über kurze Entfernungen schreiben dadurch, daß er eine Selenröhre benutzte, die durch einen konzentrierten Lichtstrahl beleuchtet wurde, das durch ein an einem Einthoven-Galvanometer befestigtes leichtes Gitter aus Selen fiel. Diese Anordnung arbeitete bei einem Antennenstrom, welcher denselben Ausschlag gab, wie ein Volt über eine Million Ohm. Damit empfing er über 30 Wörter in der Minute. Später hatte ich auf der Station in Croydon das Vergnügen, mit ihm zusammen zu arbeiten, und er empfing bis zu 40 Wörtern in der Minute, die wir stanzen und drucken konnten. Dies war im Herbst 1914. Ich glaube jedoch, daß dieses System für größere Geschwindigkeiten zu schwer sein wird, wenn die Einthovenmethode verwendet wird. Eine andere Art, diese Verstärkung zu erhalten ist die, die in der Ausstellung der Optischen und Physikalischen Gesellschaft im letzten Jahre gezeigt wurde. Es war die Erfindung von Cox, eines Mechanikers der Pacific-Gabel-Gesellschaft. Er stellte ein wunderschönes Instrument her, welches nach dem Selenzellen-Prinzip arbeitete. Es hatte eine aufgehängte Spule, die einen Spiegel trug, von dem ein sehr starker Lichtstrahl auf die Selenzelle geworfen wurde. Es wurde von Mr. Cox mitgeteilt, daß er eine Verstärkung von 50000 erhalten könne. bei einer Maximalperiode von 40 pro Sekunde, was einer Geschwindigkeit von 100 Wörtern pro Minute entsprechen würde. Ich nehme an, daß auch die meisten der Anwesenden das Orling-Relais kennen. Ich sage dies in bezug auf die Verstärkermethoden nur deshalb, weil ich meine, wir müssen unsere Aufmerksamkeit den verschiedensten Mitteln zuwenden, mit denen das, was wir wollen, erreicht werden kann. Es sollte keins vernachlässigt werden. Ich persönlich bin ein großer Freund der Röhre, weil es leicht ist, Elektrizität und verhältnismäßig schwer, irgendein mechanisches System zu bewegen.

Mr. L. B. Turner: Dieser Aufsatz ist in der Hauptsache eine Entwicklungsgeschichte von mehreren Apparatsystemen, die es ermöglichen, schwache drahtlose Zeichen aufzuzeichnen. Ich denke der Verfasser ist zu beglückwünschen, daß er diese Arbeit in Woolwich mit solchem Scharfsinne und solcher Beharrlichkeit ausgeführt hat, und ich bin froh, einen

kleinen Anteil an der früheren Entwicklung gehabt zu haben, einen Anteil, den er freimütig in dieser Abhandlung anerkennt. Die Entwicklung einer brauchbaren Relaisapparatur mußte durch praktische Versuche geklärt werden. Dahinter liegen die mehr grundsätzlichen Schwierigkeiten der Schnelltelegraphie unberührt, und die größte Schwierigkeit ist, denke ich, die atmosphärische Beeinflussung, ein Ungeheuer, das sein Haupt in diesem Aufsatz nicht deutlich zeigt, aber welches, glaube ich, abseits lauert um uns zu verschlingen. Selbst bei gewöhnlichen Handgeschwindigkeiten, mit

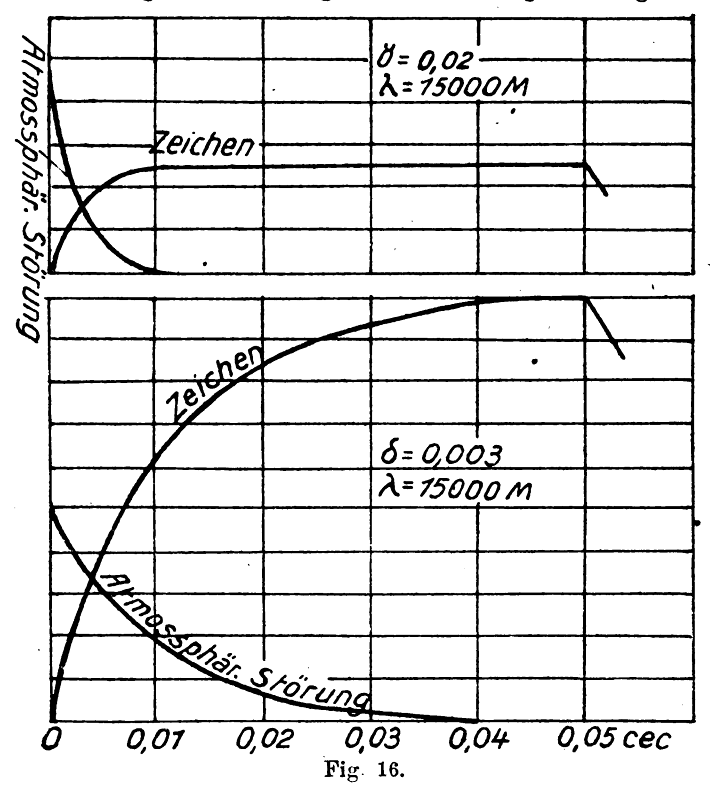


Fig. 16.

denen gegenwärtig über große Strecken gearbeitet wird, sind atmosphärische Störungen der beherrschende Faktor. Bisher hat sich die Abwehr, denn nur diese kommt in Frage, fast gänzlich auf den Siebprozeß durch Kreise mit niedrigem Dekrement beschränkt; nebenbei gesagt ist das eine Anordnung, welche nicht von allgemeiner Bedeutung ist, jedoch sehr nützlich sein kann. Wenn wir die Arbeitsgeschwindigkeit vergrößern oder genauer gesagt, das Produkt (Geschwindigkeit mal Wellenlänge), verlieren wir fortschreitend die Siebabwehr, auf die wir uns bisher verlassen hatten. Ich kann das, was ich meine, einfacher auseinandersetzen, wenn ich ein Zahlenbeispiel anführe, für das die in Fig. 16 gezeigten Kurven gezeichnet sind.

Angenommen wir haben einen ziemlich stark gedämpften Kreis vom Dekrement 0,02, der durch ein ankommendes Zeichen von 0,05 Sekundenlänge — ein Morsepunkt bei 25 Wörtern pro Minute — angestoßen wird; die Wellenlänge sei 15000 m. Die Schwingungen wachsen gemäß der mit „Zeichen" bezeichneten Kurve. Ein atmosphärischer Anstoß bringt andererseits eine Schwingung hervor, die der Kurve für „atmosphärische Störung" entspricht. Die Anfangsordinate der Kurve für „atmosphärische Störungen" ist willkürlich gewählt; sie hängt von der Stärke der atmosphärischen Störungen ab. Wenn die Störung stark genug ist, um den Empfang zu unterbinden, so muß das Dekrement erniedrigt werden und zwar entweder das der Antenne oder das eines mit ihr lose gekoppelten Kreises. Angenommen, das Dekrement wird auf 0,005 herabgesetzt. Für dasselbe Zeichen gilt nun die neue „Zeichen"-Kurve und für die atmosphärischen Störungen die „Atmosphärische Störung"-Kurve. Die Herabsetzung des Dekrements hat kaum den Anfangswert der atmosphärischen Schwingung verändert, aber sie hat die Zeichenschwingung stark erhöht, und so ist die Beeinflussung offenbar sehr vermindert worden. Wenn jedoch die Geschwindigkeit auf 120 Wörter pro Minute gesteigert wird, hört das ankommende Zeichen nach 0,1 Sekunde auf, und die Störungsbedingungen sind dann, wie aus den Kurven ersichtlich ist, ganz andere. Es ist leicht möglich, daß ein noch niedrigeres Dekrement eine noch stärkere Beeinflussung hervorruft; und dies würde ebenso sein, wenn die Wellenlänge größer, oder die Geschwindigkeit höher oder das Dekrement niedriger wird. Ein anderer Weg, dieselben Tatsachen festzustellen, ist folgender:

Bei Beginn der Kurven veranlaßt ein Herabsetzen des Dekrements kaum ein Anwachsen im Anstieg des Zeichens, aber ruft ein schnelleres Fallen im Abfall der „atmosphärischen Störungen" hervor. Die Nutzanwendung ist nun die, daß für Arbeit mit hohen Geschwindigkeiten über weite Entfernungen ein weiteres Mittel gegen atmosphärische Beeinflussung nötig ist. Wenn das, was ich gesagt habe, sich auf die gegenseitigen Beziehungen zwischen Wellenlänge, Dekrement und Zeichengeschwindigkeiten gründet, scheint es, daß mit niedrigen Geschwindigkeiten und niedrigem Dekrement ein Freisein von atmosphärischen Störungen erreicht werden kann. Der Grund, warum wir es bei Hörempfang nicht können, ist der, daß das allmähliche Anwachsen und Abfallen der Zeichenlautstärke dem Ohr sehr unangenehm ist, gleichgültig, wie lange der mittlere konstante Teil des Zeichens dauert. Dieses Übel des „Tonschwankens", das von der übermäßigen Rückwirkung herrührt, ist denjenigen bekannt, die Empfangsapparaturen mit sehr niedrigem Dekrement bedient haben. Ich mache den Vorschlag, einen Schreibempfänger mit sehr niedrigen Geschwindigkeiten zu benutzen, der den bestimmten Zweck hat, atmosphärische Störungen dadurch unwirksam zu machen, daß der rein psychologischen Frage des schwankenden Zeichens ausgewichen wird. Es würde so der Gebrauch sehr niedriger Geschwindigkeiten erlaubt sein, und ich würde gern wissen, ob der Verfasser dies bei der Aussicht auf die Wirksamkeit der Schreibapparatur bedacht hat. Meine eigenen, mit dem in Fig. 5 angegebenen Apparat vorgenommenen Versuche, bestätigen diesen Vorschlag. Ferner würde ich gern wissen, ob Schreibversuche mit größeren Wellenlängen als 1700 m oder den in diesem Aufsatz angegebenen ausgeführt worden sind, wenn

nicht, möchte ich sagen, daß vergleichende Versuche mit verschiedenen Wellenlängen und Beobachtungen der atmosphärischen Beeinflussung sehr wertvoll sein würden.

Professor E. W. Marchant: Ich würde gern etwas über das sagen, was Mr. Turner in Verbindung mit dieser Abhandlung sagt. Er will uns glauben machen, daß die Entwicklung der mechanischen Anordnung bei solchem System, wie es heute Abend beschrieben wurde, eine ziemlich einfache Sache wäre, so daß es jeder machen könnte. Ich weiche von ihm in dieser Hinsicht etwas ab. Es scheint mir, daß die Entwicklung der mechanischen Anordnung und aller Vorrichtungen, die in Verbindung mit einem System dieser Art gebraucht werden, eine sehr schwierige Sache ist und ich denke, der Vortragende ist für die Geschicklichkeit zu beglückwünschen, mit der er diese Apparate entwickelt hat. Ich bin sicher, Mr. Turner will nicht sagen, daß es keine Geschicklichkeit sei. Ich messe dem Gegenstande vielleicht etwas mehr Wichtigkeit bei, weil es ein Teil der elektrischen Entwicklung ist, die bei uns bisher am meisten vernachlässigt worden ist. Ein Punkt, der von keinem anderen als Mr. Shaughnessy erwähnt worden ist, ist der, daß die Geheimhaltung bei Verwendung von Schnellsystemen gesichert ist. Von diesem Standpunkt aus ist, denke ich, die Entwicklung dieses Systems sehr wichtig. Es ist für jeden leicht, Nachrichten abzuhören, die mit gewöhnlichem Handtempo gegeben werden, aber für Geschwindigkeiten von 100 und mehr Wörtern ist eine besondere Apparatur nötig, und ich denke, daß die größere Sicherheit in der Geheimhaltung, die durch dieses System erreicht wird, eine Sache von beträchtlicher Wichtigkeit ist. Es sind mehrere sehr sinnreiche Anordnungen in der Abhandlung erwähnt, zu denen ich etwas sagen möchte. Eins ist die Methode der Sendertastung durch Anordnung eines Nebenschlußwiderstandes zu einem im Gitterkreis liegenden Kondensator. Es ist fast unmöglich, sicher zu sein, daß etwas neu ist, und auch dies wird schon vorher versucht worden sein, denn es erscheint mir als eine sehr gute Methode. Dann sind die verschiedenen Arten des Löschens, die erwähnt worden sind, sehr interessant, wie der Gebrauch der Zeichen- und Trennstromröhre und schließlich der Gebrauch von Schnellschreibern mit sehr hohen Geschwindigkeiten. Ich entsinne mich sehr gut der Beschreibung, welche vor einigen Jahren von dem Pollak-Virag-System, einem Drucktelegraphen für sehr hohe Geschwindigkeiten gegeben wurde. Eine Nachricht wurde gesandt und mit 400 Wörtern pro Minute auf einem Streifen wiedergegeben. Bei sehr großen Geschwindigkeiten sind die Schwierigkeiten der Leitung sehr groß, wogegen bei der drahtlosen Telegraphie theoretisch keine Geschwindigkeitsgrenze gesetzt ist.

Mr. H. J. Round: Die Abhandlung zeugt von einem sehr bemerkenswerten Stück Arbeit. Ich möchte den Verfasser gern über einen Punkt befragen. Was betrachtet er als Vorteil des Schwingvorganges gegenüber dem des vollen Gleichrichtens? Siebkreise und abgestimmte Kreise sind in der Diskussion als dieselbe Sache bezeichnet worden. Das Schwingrelais von Turner, welches das Rückkopplungsprinzip benutzt, ist im wesentlichen eine einfache Resonanzanordnung. Die neuere drahtlose Telegraphie hat den Gedanken eines Siebkreises eingeführt. Es gibt viele Formen der Siebkreise, aber eine der augenblicklich einfachsten Formen ist eine Reihe

abgestimmter Kreise in Kaskadenform. Der Haupteffekt solcher Serie von Kreisen ist, daß die Spitzen der Resonanzkurve nicht so scharf sind, aber die Seiten desto schärfer abgeschnitten werden. Ich bemerke, daß mit dieser Apparatur ein Siebkreis ebenso wie das Turnersche Schwingrelais gebraucht wird. Folglich kann die Apparatur als eine Siebapparatur betrachtet werden, und wenn es so ist (und meine Versuche zeigen, daß Siebkreise das richtige sind für die Aussiebung von Störungen), wo liegt da der Vorteil des Schwingvorganges? Ich bemerke, daß der Verfasser es selbst auf alle Fälle beschränkt hat, wo er für die Übermittlung eine Gleichstromkraftquelle gebrauchen kann. Kann er angeben, wie er die Gittertastmethode für hohe Geschwindigkeiten anwenden würde, wenn er gleichgerichteten Wechselstrom benützen würde?

Mr. E. H. Shaughnessy: Der Verfasser sagt, daß das Turner-Relais außerordentlich selektiv sei. Auf was ist die Selektivität zurückzuführen? Auf die Heranlegung einer negativen Spannung an das Gitter? Wenn so, ergibt sich daraus ein Verlust an Empfindlichkeit? Mit anderen Worten, ist das Turner-Relais ebenso empfindlich wie selektiv? Weiter sagt der Verfasser, daß die ersten Versuche, drahtlose Zeichen mit einem Postschreiber zu schreiben, 1919 ausgeführt wurden. Im Mai 1918 schrieben Mr. Hinton und Mr. Gill alle Stationen des Kontinents mit einem Morseschreiber. Die Post teilte die Ergebnisse den anderen Departements mit, aber sie wurden wegen des Krieges nicht veröffentlicht. Die offizielle Nachricht, die den anderen Departements gegeben wurde, stellte fest, daß hierdurch das Gebiet für die Anwendung von Creed, Baudot und Schnellmorse geöffnet sei. 1919 wurden dieselben Apparate benutzt, um den Schnellsender von Clifden zu schreiben. Im Hinblick auf die Geschwindigkeitsgrenze des Diktaphons forderte die Post 1913 Kostenanschläge für drahtlosen Schnellempfang, wenigstens 100 Wörter je Minute, und verlangte einen dreitägigen Versuch. Die Marconigesellschaft leistete an den drei Versuchstagen 100 Wörter pro Minute zwischen Chelmsford und Letterfrack, eine Entfernung von ungefähr 500 Meilen (800 km). Die Versuchsbedingungen waren außerordentlich schwer und die Ergebnisse wirklich erstaunlich. Ich veröffentlichte eine Beschreibung dieser Versuche in dem Post Office Engineers' Journal im Juli 1914. Nach den dreitägigen Versuchen teilten wir der Marconigesellschaft mit, daß wir befriedigt wären, und daß sie mit einer Geschwindigkeit von 100 Wörtern in der Minute arbeiten könnte. Wir sandten dann 20 Telegramme mit einer Geschwindigkeit von 140 Wörtern pro Minute, die alle ohne Fehler aufgenommen wurden. Dies wurde mit dem alten Funkensender ausgeführt und zeigt, daß die Grenze von 90 Wörter pro Minute falsch ist. Fig. 7 zeigt die Anwendung der Zeichen- und Trennstromröhre für den Empfang. Der Gedanke ist kurz beschrieben; hat der Verfasser mit dieser Anordnung einige Versuche mit hohen Geschwindigkeiten ausgeführt? Der Kölner Verkehr arbeitete vom Haupttelegraphenamt mit sehr befriedigenden Ergebnissen, aber wie bei allen anderen drahtlosen Systemen haben wir Schwierigkeiten, wenn starke atmosphärische Störungen eintreten. Jedoch, gute Bedingungen vorausgesetzt, ist es möglich die Kölner Zeichen mit dem Creed zu empfangen. Wir waren ebenso imstande, die Kölner Morsezeichen mit der Apparatur aufzunehmen, die für den Verkehr mit Berlin bestimmt war. Diese Appa-

ratur ist die Weiterentwicklung derjenigen, die Mr. Hinton und Mr. Gill ursprünglich zum Schreiben von Zeichen benutzt hatten. Es sind einige Zahlen für den Verkehr bei dauerndem Dienst angegeben. Sie dürfen nicht als Grenze dessen angesehen werden, was geleistet werden kann, weil die Arbeit über eine lange Zeit des Tages ausgedehnt ist und die Verkehrspausen nicht berücksichtigt wurden.

Bei sechsstündiger Arbeit mit Schnelltelegraphen ergibt sich ein Stundendurchschnitt von 60 Telegrammen pro Stunde. Ein anderer Schnellbetrieb mit siebenstündiger Arbeitszeit verarbeitete durchschnittlich 47 Telegramme stündlich. Bei Arbeit mit der Handtaste betrug der Durchschnitt bei zwölfstündiger Arbeitszeit 21 Telegramme pro Stunde. Der Aufsatz ist dadurch sehr nützlich, daß er volle Auskunft über das gibt, was praktisch geleistet worden ist. Der Abschnitt „gegenwärtige Apparate", in dem jede Beschreibung des „Autakym" fehlt, liest sich so, als ob die Abhandlung geschrieben ist, um zu sagen, was das Turnerrelais will, und dann sagt, wir brauchen es nicht mehr. Vielleicht sagt uns der Verfasser, welches der Unterschied zwischen der neuen Anordnung und dem Schwingrelais von Turner, das nicht mehr verwendet wird, ist. Weiter sagt der Verfasser: „Ein System, das unabhängig von Kabeln und der Unterhaltung von Landlinien ist, würde ipso facto zuverlässiger sein." Ich würde eher geneigt sein, dem Kabel so lange den Vorzug zu geben, bis die Luftstörungen beseitigt sind. Sie arbeiten, wenn sie nicht direkt unterbrochen sind, am Tage 24 Stunden, während ein drahtloses System nie vor Störungen gänzlich sicher ist. Der Gedanke des Presseverkehrs ist schon lange vorher gefaßt worden und es haben Versuche stattgefunden, bei denen holländische und französische Zeitungen Nachrichten umsonst erhalten haben. Es hätte daran erinnert werden müssen, daß es in diesem Lande mehrere Presseagenturen gibt. Es gibt sehr viele Zeitungen und alle wünschen nicht dieselben Nachrichten. In derselben Stadt wünschen nicht alle Zeitungen alle Nachrichten. Wenn viel Personal nötig wäre, um die Nachrichten zu erhalten, und nur 5% der erhaltenen Nachrichten würden veröffentlicht werden, so wird man finden, daß diese Methode nicht sehr wirtschaftlich ist.

M. A. G. Booth (mitgeteilt): Es mag für den Verfasser von Interesse sein, auf die Electrical Review 1907, Heft 61, Seite 82 zu verweisen, worin einige Ergebnisse beschrieben sind, die mit drahtlos arbeitendem Wheatstone bis zu lesbaren Geschwindigkeiten von ungefähr 70 Wörtern pro Minute erhalten worden sind. Die Versuche wurden nicht sorgfältig vorbereitet und wurden von dem Ingenier-Departement der Post mit ganz einfachen Apparaten ausgeführt, um zu sehen, ob es möglich wäre, mit größeren Geschwindigkeiten als Handtempo zu arbeiten. Zu dieser Zeit gab es weder Röhrenempfänger noch Sender für große Geschwindigkeiten mit starken Strömen; überdies konnte die Marconigesellschaft mit ihrem Kohärerempfang nicht über 10 Wörter pro Minute hinausgehen, während der Lodge-Muirhead-Stahlscheibenempfänger nicht mehr als 30 Wörter pro Minute aufnahm. Die Ergebnisse der Post wurden in dieser Zeit als ein großer Fortschritt anerkannt, jedoch wurden die Versuche nicht weiter fortgesetzt. Die Resultate, die der Verfasser durch Benutzung der Röhre usw. erhalten hat, ermöglichen es, den Creed-Locher und Drucker zu benutzen, aber sie gestatten ebenso die Verwendung anderer Drucktelegraphen, be-

sonders derjenigen, die das Fünferalphabet benutzen. Die technische Presse hat bereits Ergebnisse mitgeteilt, die in Frankreich und Deutschland mit Benutzung von Apparaten, die nach dem Fünferalphabet arbeiten, erzielt worden sind, und ich wage zu sagen, daß in nächster Zukunft bei uns solche drahtlosen Verbindungen eingerichtet sein werden. Ich empfehle dem Verfasser, sobald wie möglich Versuche mit solchen Systemen vorzunehmen und sie mit der Wheatstone-Creed-Kombination in der allgemeinen Arbeitsweise zu vergleichen. Im Hinblick auf die Ergebnisse, die im drahtlosen Betriebe zwischen Köln, London, Amsterdam und Berlin erhalten worden sind, ist der gegenwärtige Eindruck der, daß der drahtlose Betrieb mit dem Drahtverkehr zwischen diesen Plätzen nicht konkurrieren kann, aber daß er sehr nützlich ist, wenn die Leitungen gestört sind.

Dr. N. W. Mc Lachlan (mitgeteilt): Ich will nicht den Titel dieser Abhandlung kritisieren, aber ich denke, es würde vorteilhafter sein zu referieren über: „Automatische drahtlose Telegraphie bei Geschwindigkeiten von 100 und mehr Wörtern in der Minute.“ (Drahtlose Schnelltelegraphie kann einen Ausblick bedeuten, der auf Grund der Versuche gewonnen ist. Der Verfasser erklärt jedoch seine Geschwindigkeiten im Inhalt dieser Abhandlung und macht dadurch die Sache klar.) Soweit ich beurteilen kann, bezieht sich die Arbeit des Verfassers auf Sender von geringen Energien, von der Größe 1 kW oder so ähnlich, für Stationen, die beweglich sind. Energien von dieser Größe sind leicht zu behandeln, und die Tastung der Sender ist verhältnismäßig einfach, wenn jedoch Energien von 50 kW und noch mehr getastet werden sollen und ein brauchbares Telegraphieren erreicht werden soll, bekommt die Aufgabe ein gänzlich anderes Aussehen. Betrachtet man allgemein die Angelegenheit, so bedeutet die Zeichengebung entweder durch Änderung des Antennenstromes oder der Wellenlänge (letzteres ruft nebenbei auch eine Änderung der Antennenstromstärke vor) eine Veränderung der elektromagnetischen und elektrostatischen Energien des Systems. Wenn große Energieänderungen in kurzer Zeit vor sich gehen, sind sie immer von kurzen Strömen von beträchtlicher Größe begleitet, die eine erhöhte Spannung und entsprechende elektrische Kräfte hervorrufen. Die Spannungen, die im normalen Zustande auftreten, sind gewöhnlich von angemessener Größe, so daß die beim Tasten auftretenden zu groß für die Sicherheit des Systems sein werden. Je schneller die Energieänderungen erfolgen, um so größer ist die Möglichkeit, daß Beschädigungen auftreten. Wenn nicht einige Vorschläge angegeben werden können, wie die notwendige Änderung in der Ausstrahlung der Antenne hervorgerufen werden kann, ohne daß durch diese Änderung übermäßige elektrische Kräfte hervorgerufen werden, so werden die Sendegeschwindigkeiten bei drahtlosen Stationen mit großer Energie (in Wortzahl gemessen) geringer sein als bei Anlagen mit geringen Energien. Es ist kein Vergleich, für ein System zu sagen, daß es, da es den Frequenzen der menschlichen Stimme folgt, auch den Morsezeichen bei einer Geschwindigkeit von mehreren 100 Wörtern folgen wird. Die Zeit, die zum Aufbau eines gesprochenen Wortes nötig ist (im elektrischen Sinne) ist nur ein kleiner Bruchteil von der Dauer eines Wortes, wohingegen die Dauer eines Morsepunktes bei 100 Wörtern pro Minute unzulänglich sein kann, um den Antennenstrom eines großen Maschinensystems auf seinen Maximalwert zu bringen. Es ist bekannt, daß

das Eisen magnetischen Änderungen von über einer Million Perioden folgt, aber daraus folgt nicht, daß ein magnetisches Relais einer Wertgeschwindigkeit von einer Million Wörtern in der Minute folgt. Der strittige Punkt ist die Beziehung zwischen der Dauer eines Wortes und der Zeit, die zur Erreichung seines dauernden Höchstwertes nötig ist. Der Verfasser hat die Grenze für weite Entfernungen auf 3000—5000 Meilen (4800—8000 km) angegeben. Es scheint nun nötig zu sein, hauptsächlich zu erfahren, welche Kraft nötig ist, um ein Verhältnis „Lautstärke" und „atmosphärische Störungen" zu erhalten, welches es möglich macht, Schnellverkehr das ganze Jahr hindurch täglich 20 Stunden auszuführen; die Störungen sind bei großen Wellen am stärksten. Ich sehe aus Fig. 14, daß mit einem Wheatstoneempfänger geschrieben ist, der das Punkt-Strich-System benutzt. Ich will nicht daran zweifeln, daß sich dieses System als befriedigend erwiesen hat, aber es sind drei springende Punkte, den Undulatorstreifen der Punkt-Strich-Methode vorzuziehen.

1. Ein Zeichen ist nicht gänzlich unleserlich, wenn atmospärische Störungen eintreten, und es ist im allgemeinen möglich, den Streifen zu lesen, selbst dann, wenn die Störungen ungewöhnlich stark sind. Bei dem Punkt-Strich-System ruft die atmosphärische Störung entweder einen Dauerstrich oder ein Ausbleiben der Zeichen hervor. Jede der beiden Erscheinungen ist für das Entziffern des Streifens nachteilig.

2. Der Streifen ist bei einem guten Undulator und einiger Übung leichter zu lesen als der Morsestreifen.

3. Es ist durch Nachsehen des Streifens festzustellen, ob die von der entfernten Station gesandten Morsezeichen „spitz" oder „zusammenlaufend" sind. Wenn die empfangenen Morsezeichen auf eine Landlinie übertragen werden, ist diese Eigenschaft unschätzbar und dient sowohl zur Prüfung des abgehenden als des ankommenden Verkehrs. Diese 3 Punkte sind für den normalen Betrieb von großer Bedeutung.

Ich möchte dem Verfasser eine Anzahl von Fragen stellen, die sich in der Verbindung mit dem Aufsatz ergeben. Arbeitet der Köln-Dienst dauernd, d. h. 24 Stunden am Tage, und wird Verkehr in verabredeter Sprache gesandt? Wenn letzteres der Fall, wieviel Rückfragen sind in einem Telegramm von 1000 Wörtern zu erwarten? Ist das Verhältnis Lautstärke zur atmosphärischen Störung so groß, daß die atmosphärischen Störungen immer vernachlässigt werden können, oder gibt es Zeiten, in denen sie so stark sind, daß sie Betriebsstörungen verursachen? Wenn Luftentladungen stören, wie verhält sich da das Turnerrelais? Wie würden in England die empfangenen Zeichen von dem großen gedämpften Sender des Eiffelturms beeinflußt? Entstehen Schwierigkeiten irgendwelcher Art oder kann der Schreibempfang wie gewöhnlich ausgeführt werden? Ich setze voraus, daß das beschriebene System ein Simplexsystem ist, das sehr viel leichter zu bedienen ist, als ein Duplexsystem. Beim praktischen Betrieb mit Simplex entstehen, wegen der Unmöglichkeit zu unterbrechen, große Schwierigkeiten, die Telegraphieleistung wird dadurch herabgesetzt. Das Turnerröhrenrelais ist, wie ich im allgemeinen verstand, empfindlich für eine Änderung der Wellenlänge, und ich würde gern wissen, ob Vorsichtsmaßregeln ergriffen worden sind, um die Wellenlänge des Senders besonders bei schlechtem Wetter, konstant zu halten? Bei einem hochselektiven

Empfang bei 1700 m scheint dieser Punkt für ein dauerndes Arbeiten wichtig zu sein; ich würde mich freuen, die Ansicht des Verfassers über diesen Punkt kennen zu lernen. Seine Bemerkungen über den chemischen Schreiber sind sehr interessant. Für den praktischen Verkehr kommen Geschwindigkeiten von 3000 Wörtern nicht in Frage. Ich nehme an, daß solche Sendegeschwindigkeiten dadurch hervorgerufen worden sind, daß die Morsezeichen in eine Scheibe geschnitten wurden und diese dann sehr schnell gedreht wurde. Welches ist die wirkliche Sendegeschwindigkeit und bei welcher Wellenlänge? Mit einem Drehspulengalvanometer, das auf mehrere 1000 Perioden in der Sekunde abgestimmt war, wurden photographisch Geschwindigkeiten von 290 Wörtern in der Minute durch die General Electric Co. of America erreicht. Wie dem Verfasser zweifelsohne gegenwärtig ist, haben photographische Methoden etwas für sich, aber sie sind zu kostspielig und benötigen für den praktischen Gebrauch zu viele Hilfsmittel feuchter Art. Ich stimme damit überein, daß ein Schnelldrucker nötig ist, aber ich fürchte, daß das Verlangen des Verfassers von 300 Wörtern für den gegenwärtigen Zustand etwas zu anspruchsvoll ist. Das große Hindernis solcher Geschwindigkeiten sind die Trägheit der beweglichen Teile und der beträchtlichen Kräfte, die zur Betätigung der Druckvorrichtung nötig sind. Multiplexdrucktelegraphen für 100 Wörter pro Minute oder sogar weniger, in jeder Richtung, würden den meisten Verkehrsbedingungen genügen, und es ist meine Meinung, daß der Morse endgültig verschwinden wird und durch Drucktelegraphen ersetzt werden wird.

Lieut.-Col. A. G. T. Cusins (in Erwiderung): Bevor ich auf die verschiedenen Punkte eingehe, die durch diese Diskussion aufgeworfen sind, möchte ich auf den dritten Paragraphen dieser Abhandlung hinweisen. Verschiedene Lanzen sind gegen den atmosphärischen Drachen geworfen worden, aber die Kämpfer mußten sich mehr oder weniger mit ihren Theorien zurückziehen. Ohne zuzugeben, daß das Ungeheuer unüberwindbar ist, scheint es vorläufig besser zu sein, es zu meiden, als mit ihm zu kämpfen, und bis ihm der Gnadenstoß gegeben ist, sollten wir vorteilhaft die Zeiten verhältnismäßiger Ruhe ausnutzen und in Regionen arbeiten, in denen seine Herrschaft milder ist. Im allgemeinen scheinen die kürzeren Wellen von 3000 m und darunter freier von Störungen zu sein, als die darüberliegenden, und obwohl ich es nicht besonders erwähnte, ist dies einer der Punkte, die mich für ein System mit kurzen Reichweiten und daher kurzen Wellenlängen bestimmten, in welchem die Nachrichten für weitere Entfernungen von Punkt zu Punkt weitertelegraphiert werden. Er scheint mir sicher zu sein, daß die Schwierigkeiten an verschiedenen Örtlichkeiten verschieden sind, und es sollte die Tatsache ausgenutzt werden, daß die Stunden des Tages, an denen die atmosphärischen Störungen groß sind, an den verschiedenen Örtlichkeiten verschieden sind. Gegen dieses System mag eingewendet werden, daß örtliche Verkehrsanhäufungen unvermeidlich sind. Nur durch automatischen Empfang und Weitergabe kann eine solche Anhäufung ohne Gefahr von Verstümmelungen vermieden werden. Seitdem der Vortrag gehalten ist, habe ich erfahren, daß ein solches System in Deutschland bereits in ausgedehntem Maße arbeitet als eine an jedem Tage benutzte Ergänzung des deutschen Telegraphennetzes.

Sir Charles Bright spricht eine unzweifelhafte Tatsache aus, wenn

er sagt, wir brauchen mehr Verbindungsmöglichkeiten. Die Verbindungsfrage wird immer mit dem Bedarf Schritt halten, entweder durch Kabel, die für hohe Geschwindigkeiten und Überlagerung hoher Frequenzen gebaut sind, oder durch die Ausdehnung und Verzweigung der drahtlosen Telegraphie, oder durch ein anderes Mittel. Alle diese Mittel werden bald nicht mehr ausreichen. Mau wird immer mehr verlangen und die Schwierigkeiten werden nicht in der Hervorrufung des Verkehrs, sondern in seiner Bewältigung liegen.

Mr. Carpenter fragt, ob eine Geschwindigkeitsgrenze durch die Löschzahl gesetzt ist, wenn lange Wellen gebraucht werden. Wir haben bis jetzt noch nicht so lange Wellen benutzt. Bei Arbeit mit dem Wheatstone haben sich Geschwindigkeiten von 400 Wörtern pro Minute bei einer Wellenlänge von 2500 m als ausführbar erwiesen. Die Charakteristik der in Fig. 12 gezeigten Kurve ist eine aufgenommene.

Ebenso erhebt Mr. Turner die Frage des Arbeitens mit langen Wellen. Wenn Zeit und Personal verfügbar sind, bietet sich ein weites Feld für Versuche über die wechselseitigen Beziehungen von Wellenlänge, Dekrement und Arbeitsgeschwindigkeit, besonders in Ländern, in denen die atmosphärischen Störungen vorherrschen. Die Möglichkeit des Arbeitens bei sehr niedrigen Geschwindigkeiten mit Benutzung eines Syphons Recorders ist nicht bedacht worden. In Verbindung hiermit müßte eine Anordnung in Erwägung gezogen werden, die nur auf ein Zeichen von längerer Dauer, z. B. einem Morsepunkt anspricht, während die zwar stärkeren aber kürzeren atmosphärischen Störungen wirkungslos bleiben. Obgleich diese Frage nicht „drahtlos" ist, lohnt es sich, dieselbe zu überlegen.

Mr. Round fragt nach den Vorteilen des „Schwingrelais". Es ist ein bequemes Mittel Strom hervorzurufen, dessen Wechsel groß genug sind, mechanische Vorrichtungen zu betätigen. Wenn es mit einem nicht zu scharf abgestimmten Hochfrequenzverstärker verwendet wird, gibt es genügende Selektivität, um die Zeichenwelle eines Lichtbogensenders von der Verstimmungswelle zu trennen, und ist daher geeignet, für Arbeit mit ungedämpften Wellen, deren Wellenlängen dicht beieinander liegen. Unsere Erfahrung ist im ganzen, daß das Verhältnis der Röhren zum hervorgerufenen Effekt wirtschaftlich ist. Im Hinblick auf ein Arbeiten mit Wechselstrom ist ein sehr befriedigendes System für Schnelltastung entwickelt worden, das einen Relaisabstand von $^1/_{32}$ inch ($^8/_{10}$ mm) hat, und das an einem Sender mit dreiphasigem Wechselstrom von 50 Perioden und 250 Volt arbeitet. Die für alle Zwecke genügende Kraft, die erzeugt wird, ist 6 kW und die Hochspannung für die schwingenden Kreise 9000 Volt im Maximum. Die Anordnung hat an dem Aldershot-Köln-System sehr gute Ergebnisse gezeigt.

Die Frage Mr. Shaugnessys, betreffend die Empfindlichkeit und Selektivität des Turnerrelais ist, denke ich, in Captain Turners Abhandlung vollständig behandelt. Mit der Zeichen- und Trennwelle (Verstimmungswelle) sind bei hohen Geschwindigkeiten keine praktischen Versuche ausgeführt worden, da die Armee gegenwärtig den Gebrauch eines solchen Sendesystems nicht beabsichtigt. Die Ergebnisse des Diktaphonarbeitens sind sehr interessant, und ganz hervorragend gegenüber den Ergebnissen unserer Versuche. Im Hinblick auf die anderen beschriebenen Apparate

ist gemeint, daß die militärischen Apparate dauerhaft und tragbar sein müssen. Daß wir ein System beschrieben haben und ein anderes gezeigt haben, ist zulässig. Die Darlegung über die Leistungsfähigkeit der verschiedenen Arten von Schnellbetrieb läßt jegliche Erwähnung der gebrauchten Kräfte und überbrückten Entfernungen vermissen. Es ist kein Zweifel, daß die Energie des Aldershot-Köln-Dienstes zu gering ist. Sie ist tatsächlich bis zur Grenze ausgenutzt, da das System nur ungefähr $1^1/_4$ kW leistet. Die Tatsache, daß so befriedigende Ergebnisse erzielt worden sind, gibt gute Aussichten für die Zukunft des Systems, wenn energisch weiter daran gearbeitet wird.

Mr. Booth erwähnt die Ergebnisse, die mit Apparaten nach dem Fünferalphabet in Frankreich und Deutschland erreicht worden sind. Besonders in dem letzteren Lande arbeitet ein ausgedehntes System regelmäßig und scheint dem Vernehmen nach sehr zuverlässig zu sein. (Anmerkung des Übersetzers: drahtloser Siemensverkehr Berlin—Leipzig.) Es ist erfreulich zu hören, daß wir bei uns bald etwas ähnliches haben werden; aber ich teile nicht die Zweifel in bezug auf die Ausführbarkeit eines befriedigenden Überseeverkehrs des Herrn Shaugnessy. Die Folgerung, daß der drahtlose Betrieb nur ein Aushilfsmittel ist, heißt, wie ich zugebe, ihn in die unangenehme Lage bringen, unter denselben Bedingungen zu arbeiten wie der Drahtverkehr. Was den Vergleich der Vorzüge des Wheatstone, Creed, Baudot, Siemens-Schnelltelegraphen oder eines anderen Typendruckempfängers betrifft, stand dieser nicht zur Diskussion. Ich denke Mr. Round fragt: Gegeben 9 Röhren, was kann ich mit ihnen tun? Gut, wir können Strom in genügenden Mengen hervorrufen, daß der Elektrotechniker damit arbeiten kann.

Dr. Mc Lachlan wirft die Frage auf, durch was die Spannungserhöhungen beim Tasten vermindert werden können; sie ist analog der Wasserhammeraktion. Dies ist ein alter Feind des Funkingenieurs, und es mag interessant sein festzustellen, daß in den früher bei der Armee verwendeten Wagenstationen zuerst Schwierigkeiten wegen des dauernden Versagens der Kurbelwelle der Maschinen auftraten. Dieses Versagen war auf den Zugkraftstoß zurückzuführen, der durch die heftigen elektrischen Änderungen während des Tastens hervorgerufen wurde. Diese Störung ist bei neueren Stationen beseitigt worden. Bei einer Kraft, die der Entfernung entsprechen würde, kann man, nach den Wheatstoneversuchen der Post zu urteilen, mit Recht annehmen, daß Rückfragen sehr selten sein würden. Gedämpfte Sender haben keine Störung verursacht. Das Turnerrelais, als auch das „Autakym" besitzen einen merklichen Vorzug für ungedämpfte Wellen, aber atmosphärische Störungen verursachen unzweifelhaft Beeinflussungen, wenn sie stärker sind als die empfangene Lautstärke, obgleich die mechanische Trägheit der Endinstrumente eine gewisse Selektion gibt; diese Selektion begrenzt aber auch die Arbeitsgeschwindigkeit. Die größte Geschwindigkeit, die jetzt bei drahtlosem Arbeiten erreicht worden ist, war, wie ich mich erinnere, ungefähr 1600 Wörter in der Minute bei einer Wellenlänge von ungefähr 1500 m. Die Geschwindigkeit von 3000 Wörtern wurde bei einem Versuch, die für das Schreiben nötige Kraft zu ermitteln, erreicht. Sehr hohe Geschwindigkeiten können ein Mittel sein, um atmosphärischen Störungen auszuweichen. Dies ist ein Punkt, den ich

nicht erwähnt habe. Wenn nur 10% einer einfachen Nachricht unleserlich sind, gehen 9 Zeichen im Verhältnis zu einem gut durch. Wenn wir viermal eine Nachricht zu 400 Wörtern in der Minute senden, würden wir noch eine Geschwindigkeit von 100 Wörtern in der Minute haben. Das Verhältnis der unverstümmelten Zeichen zu den verstümmelten verhält sich dann wie 1000 : 1. Dieser Punkt ist von sehr großer Wichtigkeit. Der Konstanz der Wellenlänge wurde beträchtliche Aufmerksamkeit zugewendet. Es haben sich bei der Arbeit des Relais mit den jetzigen Stationen keine Schwierigkeiten ergeben, obgleich das Relais sehr empfindlich ist. Die schnelle Anwendbarkeit des Morse für alle Formen der Nachrichtenübermittlung rechtfertigt seinen dauernden Gebrauch, soweit das Heer interessiert ist. Es ist kein Versuch gemacht worden, die verschiedenen anderen anwendbaren Systeme zu beurteilen. —

Der funktelegraphische Zeitzeichendienst.

Von **H. Thurn.**

(Fortsetzung von Seite 132.)

d) Zeitzeichenempfänger in Deutschland.

Nach dem Gesetz über das Telegraphenwesen des Deutschen Reiches vom 6. April 1892 und der Novelle vom 7. März 1908, fallen Funk-Telegraphenanlagen unter die Telegraphenanlagen im Sinne des Gesetzes und sind daher in das Telegraphenregal[1]) einbegriffen. Auch Empfangsanlagen allein unterliegen der Genehmigung des Reiches. Im Interesse der Weiterentwicklung und Vervollkommnung der Funktelegraphie wird den Versuchsanlagen und Zeitsignalempfangsanlagen auf dem Lande bei Erteilung der Genehmigung in weitgehendstem Maße entgegengekommen. Die tatkräftige Förderung, die die Reichs-Telegraphenverwaltung in jeder Beziehung der wissenschaftlichen Ergründung und technischen Weiterbildung des neuen Verkehrsmittels hat angedeihen lassen, bürgt dafür, daß solchen Anlagen Kontroll- und Betriebsvorschriften nur soweit auferlegt werden, als die Sicherheit des öffentlichen Verkehrs dies erfordert.

In jüngster Zeit sind in Deutschland eine Reihe funktelegraphischer Empfangsapparate in Betrieb genommen worden, die den Zweck haben,

---

1) Vgl. Thurn, „Die Funkentelegraphie im Recht", München 1913.

das Nauener Zeitzeichen aufzunehmen. Die Genehmigung wird nur Gruppen von Interessenten (Uhrmacherschulen, Zentraluhrenanlagen, Normal-Zeitgesellschaften) erteilt, falls die Prüfung der Umstände keine Bedenken ergibt; auch an einzelne gewerblich interessierte Personen (Uhrmacher, Uhrenfabriken, großen Werken usw.) wird die Genehmigung erteilt, wenn durch die Persönlichkeit des Inhabers die Gewähr gegeben ist, daß ein Mißbrauch der Anlage ausgeschlossen ist. Privatpersonen, die lediglich persönliche Interessen nachweisen, wird die Genehmigung nicht erteilt. Mit Rücksicht auf die Wahrung des Telegraphengeheimnisses, legt die Reichs-Telegraphenverwaltung den Interessenten zur Zeit besondere Bedingungen auf, von denen die wichtigsten Punkte folgende sind:

1. Die Genehmigung zur Errichtung und zum Betrieb der Funkempfangsanlage erfolgt unter dem Vorbehalt des Widerrufs. Eine Übertragung der Genehmigung an andere Personen ist unzulässig.

2. Die Anlage darf nur zum Empfang der von der Station Nauen zur Zeit mit einer Wellenlänge von 3100 m gegebenen Zeitzeichen benutzt werden. Eine Änderung dieser Wellenlänge bleibt vorbehalten.

3. Die Anlage muß folgenden technischen Anforderungen entsprechen:

a) Die Antenne darf nicht größer, die Kopplung zwischen Antenne und Detektorkreis nicht fester sein, als für den beabsichtigten Empfang ausreicht.

b) Die Einzelteile der Schwingungskreise — auch des Antennenkreises — müssen durch Lötung dauernd fest verbunden sein; nur an den Anschaltestellen der Detektoren und Fernhörer sind Ausnahmen zulässig.

c) Die Lötstellen müssen sich innerhalb eines Gehäuses befinden, das alle Apparatteile enthält und durch Plomben so zu verschließen ist, daß dem Inhaber der Anlage nur die Anschaltestellen von Detektor und Fernhörer zugänglich bleiben. Für die Antennenführung außerhalb dieses verschlossenen Teils ist Draht mit einer festen zusammenhängenden Isolierhülle zu verwenden.

d) Die nachträgliche Anschaltung von Leitungen oder von Abstimmitteln ist untersagt.

Von den übrigen Bedingungen ist noch von besonderem Interesse die Bestimmung, wonach die Anlage so auszuführen und zu unterhalten ist, daß eine Berührung oder störende Beeinflussung von Reichs-Telegraphen- und Fernsprechleitungen nicht stattfinden kann. Etwaige Kosten zur Beseitigung solcher Störungen sind vom Inhaber der An-

lage zu tragen. Die Beauftragten der Reichs-Telegraphenverwaltung haben das Recht, die Räume, in denen sich die Empfangsanlagen oder Teile derselben befinden, zu betreten und von den getroffenen Vorrichtungen Kenntnis zu nehmen. Der Inhaber der Anlage ist unter voller Verantwortlichkeit verpflichtet, dafür zu sorgen, daß etwa aufgefangene Nachrichten anderer Funkanlagen geheim gehalten und nicht verwertet werden. Er ist auch für die Bewachung der Anlage und für die Verhinderung ihrer widerrechtlichen Benutzung durch Unbefugte verantwortlich. Bei Zuwiderhandlungen wird die Genehmigung zurückgezogen.

Als Entschädigung für Verwaltungskosten, die der Reichs-Telegraphenverwaltung durch die Bearbeitung der Anträge auf Zulassung und durch die Abnahme und Überwachung der Anlagen erwachsen, hat der Inhaber der Anlage z. Z. eine jährliche Gebühr von 360.— M an die Reichs-, Post- und Telegraphenverwaltung zu entrichten, wenn es sich um Anlagen für Uhrmacher, Uhrenfabriken, Uhrmacherschulen, Zentraluhrenanlagen und Normalzeitgesellschaften handelt. Für Anlagen bei größeren Unternehmungen wie Bergwerken, Fabriken, Kleinbahnen usw., wo zwar nicht wie bei Uhrmachern usw. ein berufliches Interesse vorliegt, aber ein Bedürfnis für die Aufnahme des täglichen drahtlosen Zeitzeichens im Hinblick auf den Umfang und die Art des Betriebesanerkannt werden muß, beträgt die Gebühr z. Z. jährlich 720.— M Eine Ausnutzung der Einrichtung zu marktschreierischen Reklamezwecken ist untersagt.

Anträge auf Genehmigung solcher Anlagen müssen von den Interessenten der zuständigen Ober-Postdirektion vorgelegt werden, die die Anträge an das Telegraphentechnische Reichsamt zur Entscheidung weitergibt. Für Anlagen, bei denen die grundsätzlichen Voraussetzungen für die Genehmigung nicht voll erfüllt sind oder sonst irgendwelche Zweifel bestehen, bleibt die Entscheidung dem Reichspostministerium vorbehalten. Nach erfolgter Genehmigung wird die Zeitzeichenempfangsanlage von der Fachfirma montiert und abgestimmt. Hierauf veranlaßt die Ober-Postdirektion die Abnahme der Anlage durch einen Vertreter der Reichs-Telegraphenverwaltung.

Die Fachindustrie (besonders Telefunken und Huth) hat einfache Empfangsapparate konstruiert, deren Anschaffung Privatleuten mit billigen Mitteln möglich ist. Auf den von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie (Telefunken) hergestellten und zum Betrieb zugelassenen Zeitzeichenempfänger soll hier kurz eingegangen werden.

Der Telefunken-Zeitzeichenempfänger E 49 b (vgl. Fig. 5 u. 6) enthält in einem verschlossenen und plombierten Holzgehäuse sämtliche Abstimmorgane, während Hörer und Detektor von außen zugänglich sind. An den Seiten des Gehäuses liegen die Anschlüsse für die Antenne und die Erde. An der Vorderseite ist ein Schema angebracht, aus welchem die Art des Zeitzeichen ersichtlich ist.

Die Schaltung der Abstimmkreise geht aus Fig. 7 hervor. Der Empfänger besteht aus 3 Schwingungskreisen. — Der Antennenkreis



Fig. 5. Zeitzeichenempfänger von Telefunken.

wird gebildet durch die Antennenverlängerungsspulen L 1 und L 2, sowie durch den Luftdraht und die Erde. Die Spule L 1 ist in 3 Unterstufen a, b und c unterteilt. Die Verbindung der Antenne mit diesen Unterstufen richtet sich nach der Größe der Antenne, deren Kapazität 350—800 cm und deren Eigenschwingung 200—400 m betragen kann. Parallel zu den Antennenverlängerungsspulen liegt ein Kontakt E. K. welcher den Empfänger bei angehängtem Hörer an Erde legt, so daß Beschädigungen durch atmosphärische Störungen bei Nichtempfang ausgeschlossen sind. — Der Zwischenkreis hat den Zweck, eine größere Sicherheit gegen fremde Funkstellen, die den Empfang des Zeitzeichens beeinträchtigen oder ganz unmöglich machen könnte,

zu schaffen. Ferner verhindert er den Empfang einer anderen als der für den Zeitzeichenempfang vorgesehenen Welle. Er besteht aus Zwischenkreis-Spule L 3 und dem Kondensator C. — Der Detektorkreis wird durch einen Teil der Spule L 3, den Kontakt C 1, den Hörer T und dem Detektor D gebildet.

U. U. wird der Empfänger noch mit einem Empfangsprüfer ausgerüstet. Mit diesem Hilfsapparat kann ohne weiteres die Antenne

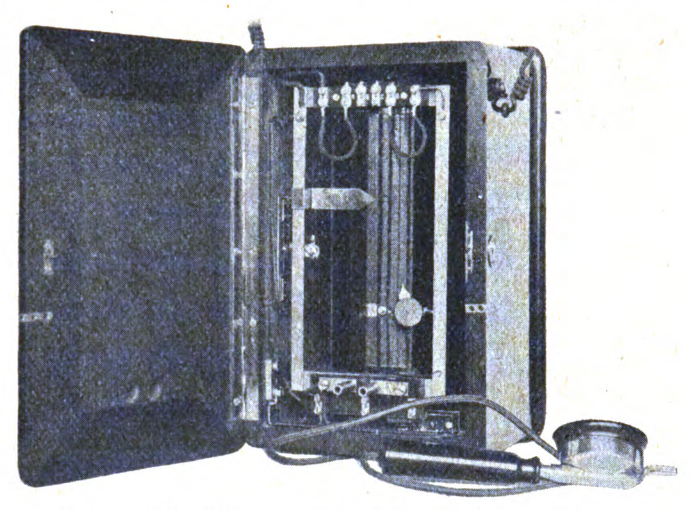


Fig. 6. Zeitzeichenempfänger von Telefunken, geöffnet.

oder Erdleitung erregt werden, so daß man jeder Zeit in der Lage ist, sich von dem betriebsfähigen Zustand der Empfangsanlage zu überzeugen. Ferner läßt sich der Detektor, falls er in der Empfindlichkeit nachgelassen hat, mit Hilfe dieses Apparates leicht wieder auf die alte Empfindlichkeit einstellen. Er besteht im wesentlichen aus einem auf die Zeitzeichenwelle abgestimmten Zwischenkreis, der sich in einem kleinen Holzkästchen befindet; der in diesem Gehäuse befindliche Prüfsummer stößt diesen Schwingungskreis an, dessen Schwingungen mittels einer kleinen Kopplungsspule auf den Antennenkreis übertragen werden.

Nachdem die Anlage hergestellt ist, wird der Empfänger auf die Zeitzeichenwelle abgestimmt. Ist die Antenne sehr groß, so sind von der Spule L 1 nur wenige Windungen einzuschalten; der Anschluß A 1 ist also mit a zu verbinden. Bei kleineren Antennen wird A 1 mit b oder c verbunden. Die Spule L 3, welche drehbar in der Spule L 2

angeordnet ist, wird zunächst so eingestellt, daß sich der an dem Drehknopf der Spule befestigte Zeiger in der Mitte der beiden Anschlagstifte befindet. Dann verschiebt man den Kontakt K solange, bis die größte Empfangslautstärke erreicht ist. Ist dies mit dem jeweiligen Anschluß von A 1 nicht zu erreichen, so ist eine andere Abstufung

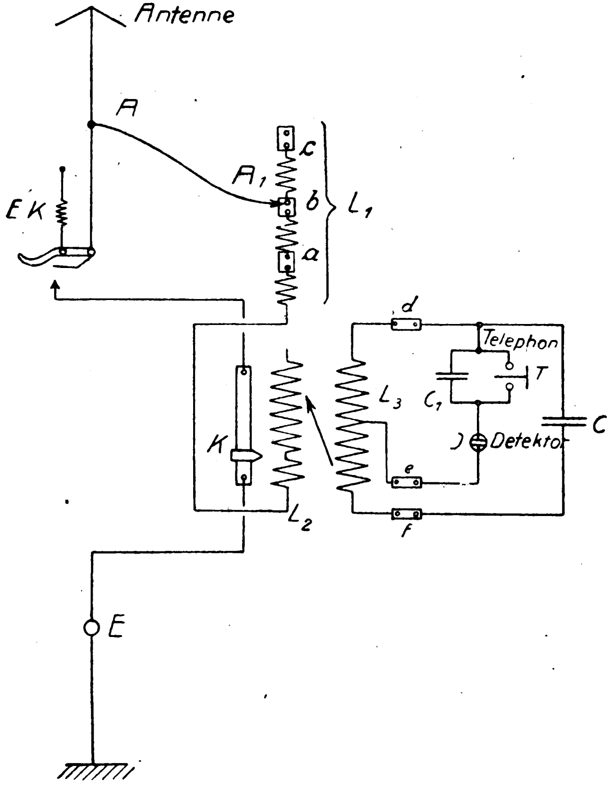


Fig. 7. Schaltschema des Telefunkenempfängers

der Spule L 1 zu wählen. Hat man so die größte Lautstärke erzielt, so kann man diese durch Drehen der Spule L 3 noch verbessern. Ist der Empfänger auf diese Weise genau abgestimmt, dann wird die Spule L 3 von der Spule L 2 soweit abgedreht, daß das Zeitzeichen mit gerade ausreichender Lautstärke empfangen werden kann. Nach beendeter Abstimmung wird die Spitze des Schiebers K mit den Spulenwindungen verlötet. Die Verbindung des Detektors D mit der Spule L 3 ist auf Grund von Versuchen an der günstigsten Stelle

vorgenommen und festgelegt. Bei der Abnahme wird der Empfängerkasten von der Reichs-Telegraphenverwaltung verschlossen und plombiert.

Fig. 8 zeigt uns das grundsätzliche Schaltschema einer von Telefunken gebauten Zeitzeichenempfangsanlage mit einem selbstregistrierenden Chronographenschreiber, der bei der Seewarte Hamburg schon seit längerer Zeit befriedigend arbeitet.

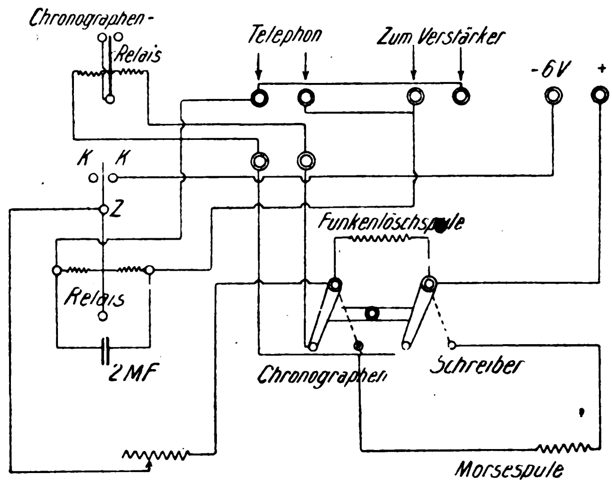


Fig. 8.

Die Anlage hat den Zweck, die mit Hilfe eines Chronographen festgelegten Sekundenangaben einer Uhr mit den funktelegraphisch aufgenommenen Zeichen zu vergleichen und dadurch die Abweichung der Uhr von der richtigen Zeit zu bestimmen.

Zu der Anlage gehören folgende Apparate:

1. ein Detektor-Empfänger zur Aufnahme des funktelegraphischen Zeitzeichens,
2. ein Zweifach-Niederfrequenzverstärker zur Verstärkung dieser Zeichen,
3. ein als Gleichrichter geschalteter zweifach Niederfrequenzverstärker,
4. ein Zwischentransformator,
5. ein Vorrelais,
6. ein Hauptrelais,
7. ein Chronograph, ähnlich dem Morseschreiber,
8. Batterien für Verstärker, Gleichrichter und Morseschreiber.

Die von dem Detektor-Empfänger aufgenommenen Impulse des Zeitzeichens werden durch den Zweifach-Niederfrequenzverstärker verstärkt und dem Gleichrichter über einen Zwischentransformator zugeführt. Dieser gleichgerichtete Strom betätigt das Vorrelais, welches einen stärkeren Strom einschaltet und dem Morseschreiber zuführt. Der Morseschreiber registriert also die Impulse des Zeitzeichens auf dem Papierstreifen. Gleichzeitig mit dem Morseschreiber betätigt ein Uhrkontakt einen Schreibhebel in bestimmter Zeitfolge. Diese Zeichen werden ebenfalls auf dem Morsestreifen registriert. Durch Vergleichung der Unterschiede ist es nun möglich, Stand und Gang der Uhr zu kontrollieren.

Bisher wurden die Zeitzeichen allgemein nur mit dem Gehör aufgenommen. Obwohl man damit bei Verwendung einer auf den Chronographen geschalteten Handtaste eine recht große Genauigkeit erzielen kann, erscheint doch eine vollkommen selbsttätige Aufnahme der funktelegraphischen Zeitzeichen erwünscht.

In den letzten Jahren hat der Verwendungsbereich der funktelegraphischen Zeitzeichen in einem aller Erwartungen übertreffenden Masse zugenommen. Die Zeitzeichen der Großfunkstelle Nauen stehen betreffs ihrer Genauigkeit hinter den besten ausländischen Zeitzeichen nicht zurück, und auch die Betriebssicherheit der Auslösung ist jetzt vollkommen befriedigend.

Wenngleich aber die jetzigen Zeitzeichen von Nauen für alle Zwecke insbesondere für die Schiffahrt, vollkommen genügen, so genügt das System jedoch nicht den erweiterten Ansprüchen, die von einigen Berufsgruppen an den Funkzeitdienst gestellt werden. Bei sehr genauen Bestimmungen von geographischen Längenunterschieden, die z. B. bei Landesvermessungen erforderlich sind, wenn die Zeitzeichen mit Hilfe von Empfangsverstärkern, hochempfindlichen Relais usw. automatisch aufgeschrieben werden sollen und wenn besondere elektrische Einrichtungen für die Uhrvergleichungen vorhanden sind, genügen die jetzigen Zeitzeichen nicht allen Anforderungen der Wissenschaft. Einrichtungen dieser Art stehen aber nicht überall zur Verfügung, sie können auch nicht in allen Fällen, z. B. nicht immer auf Exqeditionen, angewandt werden. Ohne Verwendung elektrischer Vorrichtungen läßt sich eine sehr genaue Zeitvergleichung aber nur erreichen durch Anwendung von Koinzidenzsignalen. Diese sogenannten „wissenschaftlichen Signale" bestehen aus Punkten, die mehrere Minuten lang entweder im Sekundentempo oder etwas schneller abgegeben werden. Die Augenblicke des Zusammenschlagens der Signalpunkte mit den Schlägen einer Uhr

werden beobachtet. Diese Methode soll eine Genauigkeit von wenigen Tausendstelsekunden ermöglichen.

Auch den Uhrmachern, in deren Kreisen das Interesse an dem Funkzeichendienst dauernd wächst, stehen elektrische Einrichtungen für die Signalaufnahme fast in keinem Falle zur Verfügung. Die Genauigkeit, die sich durch die Aufnahme der Onogo-Signale mit Telephon und Ohr erreichen läßt, genügt aber nicht unter allen Umständen allen Zwecken der Uhrmacherkunst. Die Regulierung und Prüfung von Präzisions-Pendeluhren und Chronometern läßt sich in um so kürzerer Zeit durchführen, je genauer die einzelnen Zeitbestimmungen sind. Es ist daher verständlich, daß die Deutsche Seewarte aus Uhrmacherkreisen dringend aufgefordert wurde, die Einführung von deutschen Koinzidenzsignalen in die Wege zu leiten. Die Punktsignale des Pariser Eiffelturmes werden von französischen und Schweizer Uhrmachern sehr viel benutzt.

Bei den Längenbestimmungen, die in Deutschland für geodätische und astronomische Zwecke durch das Geodätische Institut zu Potsdam und durch manche Sternwarten ausgeführt werden und bei denen früher stets Telegraphenleitungen benutzt wurden, sollen in Zukunft drahtlose Zeitzeichen zugrunde gelegt werden. Die Einrichtung von deutschen Koinzidenzsignalen ist für diese Zwecke von großem Wert. Es sei auch erwähnt, daß im vorigen Jahre bei der Vermessung der russisch-finnischen Grenze die sehr zahlreichen Längenbestimmungen durch Verbindung der Nauener Zeitzeichen mit den Koinzidenzsignalen von Moskau ausgeführt worden sind. Neuerdings werden unter Verwendung von Funkstellen mit sehr großer Reichweite mit Hilfe von Funkzeichen die Längenunterschiede zwischen Orten der verschiedenen Erdteile bestimmt. An dieser Arbeit waren bisher nur Frankreich, Canada, die Vereinigten Staaten und Australien beteiligt. Weitere Arbeiten auf dem Gebiete der Erdvermessung werden folgen. Es ist sehr wichtig, daß Deutschland an internationalen Arbeiten solcher Art Anteil hat; hierzu ist erforderlich, daß auch die Großfunkstelle Nauen Punktsignale aussendet.

Die Wichtigkeit der Punktsignale wird am besten beleuchtet durch die große Zahl der Funkstellen, die solche Zeichen abgeben. In Frankreich[1]) werden Koinzidenzsignale gefunkt von den Stationen

1) Die Zeitschrift L'onde Electrique, Paris enthält in Heft 3, März 1922, ausführliche Angaben über die für wissenschaftliche und meteorologische Zwecke von den französischen Funkstellen Eiffelturm, Lyon, Croix d'Hins und Nantes ausgesandten funktelegraphischen Zeitzeichen.



Eiffelturm, Lyon, Bordeaux und Nantes; in den Vereinigten Staaten arbeiten sogar 10 Stationen nach dem Punktsystem; in Amerika treten dazu noch 1 canadische Station, 3 mittelamerikanische Funkstellen und 1 Station in Chile. — Es sei noch bemerkt, daß der Pariser Eiffelturm täglich 5 mal Zeitzeichen sendet, nämlich 2 mal Koinzidenzsignale von je 5 Minuten Dauer, 1 mal Onogo-Signale und 2 mal Signale „alten Stils". Dazu treten noch die Zeitfunksprüche, die eine halbe Stunde nach jedem Punktsignal gegeben werden und sich auf die Abgabezeit beziehen.

Die Frage der Abgabe von Punktzeichen durch die Großfunkstelle Nauen hängt in erster Linie von der Kostenregelung ab; die Mehrkosten sind nicht unerheblich. Die Herstellung eines geeigneten Signalgebers, der auf der Großfunkstelle aufgestellt werden soll, ist in die Wege geleitet. Der Punktsignalgeber wird in Tätigkeit gesetzt werden durch den gleichen Stromstoß, durch den nach Beendigung der Onogo-Signale die für diese verwandten Signalgeber sich automatisch arretieren (1 h 0 m 15 s). Auf diese Weise wird eine merkliche Belastung des Personals der Großfunkstelle und der Seewarte durch die neuen Signale, die mit gleichen Wellen (3100 und 12600 m) gegeben werden, vermieden, und außerdem bei dieser Form der Auslösung, die keinerlei technische Schwierigkeiten bereitet, das Nachfunken der Abgabezeit des ersten und des letzten Punktes, das bei den Zeichen der französischen Funkstellen erfolgt, unterbleiben können, da der Anfang und das Ende der deutschen Zeichen stets auf die gleichen Zeitmomente fallen würde. In diesem Umstand ist eine bedeutende Vereinfachung des französischen Systems zu erblicken. Die Punktsignale werden unmittelbar im Anschluß an die Onogo-Signale, deren Abgabe um 1 h 0 m beendet ist, gegeben, also etwa von 1 h 1 m bis 1 h 6 m nachmittags und nachts. Auf diese Weise sind die Sender nur 2 mal 6 Minuten am Tage länger als bisher in Anspruch genommen.

Die bisher von verschiedenen Seiten unternommenen Versuche zwecks automatischer Niederschrift von Zeitzeichen wurden meistens dadurch beeinträchtigt, daß die genaue Bestimmung der zeitlichen Verzögerung, die durch die Relaisübertragung vom Empfangsapparat zum Chronographen entsteht, nicht in einwandfreier Weise durchgeführt werden konnte. Bei den von Mahnkopf[1]) und Wanach angestellten

1) Vgl. hier die interessante Arbeit von Dr. H. Mahnkopf: Die Auslösung der funkentelegraphischen Nauener Zeitsignale durch die Deutsche Seewarte. In dem „Archiv der Deutschen Seewarte", 39. Jahrg. 1921. S. 35 ff.



Versuchen wurde festgestellt, daß die auf dem gewöhnlichem Wege abgeleitete Reaktionszeit des Relais zu klein ist. „Es ist eben nicht zulässig, einen kontinuierlichen Strom, wie eine Batterie ihn liefert, in seiner Wirkung auf das Relais den vom funktelegraphischen Empfangsapparat kommenden Strom von derselben mittleren Intensität gleichzusetzen. Mit der richtigen Bestimmung der Relaisverzögerung steht und fällt aber die Brauchbarkeit jeder Methode der Selbstregistrierung von Signalzeichen."

Mahnkopf hat eine einwandfreie Methode ausgearbeitet, die, wie er am a. O. berichtet, die Bestimmung der Relaisverzögerung in strenger Form und trotzdem sehr einfach mit Hilfe der funktelegraphischen Zeitzeichen durchzuführen gestattet. Bei der von Mahnkopf angegebenen Schaltanordnung wird bei der automatischen Festlegung eines Onogo-Signals eine Genauigkeit von einigen Tausendstel Sekunden erzielt.

Eine Genauigkeit von mindestens ein Hundertstel Sekunde kann bei der erforderlichen elektrischen Empfindlichkeit nur eine Registriervorrichtung erfüllen, deren vom Strome bewegter Mechanismus äußerst geringe Trägheit besitzt. Eine Verschleierung der Einsetzzeiten des von der Kontrolluhr ausgelösten Stromstoßes und der Zeitangabe des Zeichens läßt sich nur dann vermeiden und der Uhrstand genau genug festlegen, wenn in dem Diagramm einerseits Anfang und Ende jedes funktelegraphischen Zeichens äußerst genau abzulesen ist und andrerseits die Dauer des Kontrollstromes nur einen geringen Bruchteil der Zeitdauer des kürzesten Zeichens (Punktes) beträgt. Aus diesem Grunde dürfte sich bei Benutzung eines aperiodischen Spiegelgalvanometers oder Drehspulengalvanometers zur Registrierung kein sehr hoher Grad von Genauigkeit erzielen lassen; der bewegliche Stromträger des Spiegelgalvanometers besitzt eben verhältnismäßig hohe Trägheit und hohe magnetische Dämpfung. Auch beim Drehschleifengalvanometer (Oszillographen) besitzt die Drehschleife erhebliche Trägheit: Aperiodizität wird durch Erhöhung der Reibungsdämpfung, z. B. Öldämpfung, erreicht, was dieselben Erscheinungen wie beim Drehspulengalvanometer zur Folge hat.

Brauchbare Ergebnisse und hohe Genauigkeit hat die G. m. b. H. Dr. Erich F. Huth (Berlin) bei Benutzung eines aperiodischen Saitengalvanometers erzielt. Aus den in Fig. 9 ersichtlichen Eichungskurven eines Saitengalvanometers (A) und eines Drehschleifengalvanometers (B) ersieht man, daß bei spezifisch gleicher Reaktionsgeschwindigkeit (Parallelität des Anstieges der Kurven) das Saitengalvanometer

aperiodisch, das Drehschleifengalvanometer oszillatorisch in die stationäre Lage übergeht. Die von Huth benutzte Versuchsanordnung zur Selbstaufzeichnung des Zeitzeichens (aperiodisches Saitengalvanometer mit photographischer Registrierung) ist in Fig. 10 dargestellt. In dieser Versuchsanordnung ist 1 ein Empfangsapparat, 2 ein Saitengalvanometer, 3 ein Apparat zur photographischen Registrierung der Ausschläge des Saitengalvanometers und 4 ein Sekundenpendel.

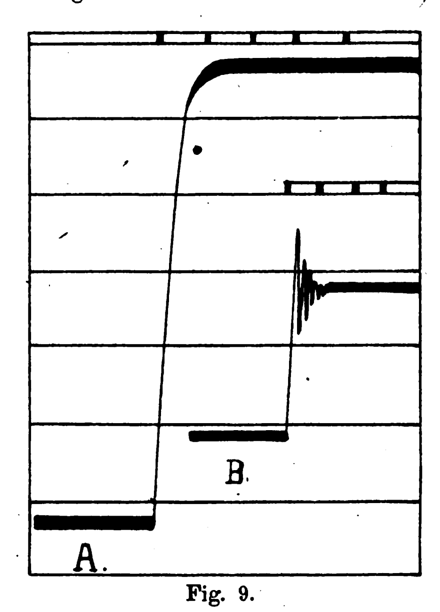


Fig. 9.

Die eintreffenden Zeichen veranlassen den Ausschlag des Fadens des Saitengalvanometers; die Größe des Ausschlages wird durch Regulierung der Kopplung im Empfangsapparat eingestellt. In der Zuleitung des Fadens liegt die Primärspule eines Eisentransformators von besonderer Wicklung und Konstruktion, während die Sekundärspule über ein Element und einen Regulierwiderstand von dem Pendel bzw. einem gegenüberliegenden Kontakt, über den das Pendel in seiner tiefsten Lage hinwegstreicht, eingeschlossen ist. Jedesmal beim Darüberhinwegstreichen wird der Stromkreis des Elementes einmal geschlossen und geöffnet, und so durch den Faden des Saitengalvanometers und die Übertragung des Transformators ein Stromstoß, beim Schließen in der einen, beim Öffnen in der andern Richtung, gesandt. Die Saite macht also in jeder Sekunde

einen doppelten Ausschlag nach oben und unten, der sich dem durch den Detektorempfangsstrom hervorgebrachten Ausschlag überlagert, und eine genaue Zeitkontrolle gestattet. Es kommt also die Aufnahme der Fig. 11 zustande.

Das Saitengalvanometer ist, um es leicht transportfähig zu machen, so gebaut, daß es relativ wenig Eisen und dabei eine möglichst hohe Empfindlichkeit besitzt. Dies gelang dadurch, daß nach einem Vorschlage von Prof. F. F. Martens in Berlin das Magnetfeld des Gal-

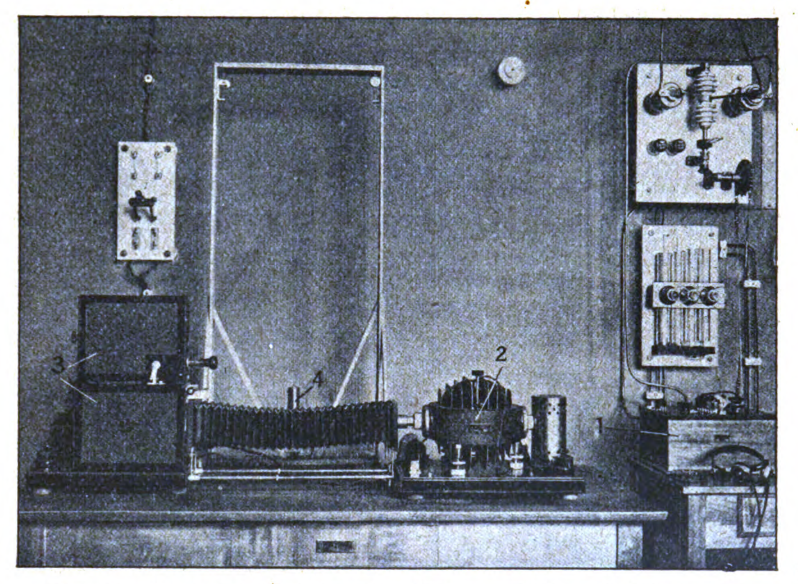


Fig. 10. Versuchsanordnung von Huth zur Selbstaufzeichnung des Zeitzeichens.

vanometers ringförmig ausgebildet wurde. Die Polschuhe, zwischen welchen sich die Saite befindet, sind auf einem Durchmesser dieses Ringes angeordnet. Infolgedessen befindet sich die Saite im Schwerpunkt des Instrumentes, wodurch sich der Vorteil ergibt, daß das Galvanometer viel weniger gegen Bodenerschütterungen empfindlich ist als alle anderen Instrumente von gleichen Grundsätzen. Man kann daher das Instrument ohne irgendwelche besonderen Vorsichtsmaßregeln, zur Abschwächung der Erschütterungen des Bodens, auf jeden beliebigen Tisch stellen und so ohne weiteres benutzen. Fig. 12 zeigt das Magnetsystem des Galvanometers ohne Feldspulen. Die Feldspulen

sind unterteilt und auf einem mit Rippen versehenen Spulenkörper aus Metall gewickelt. Infolgedessen sind die Spulen gut gekühlt und man kann, ohne daß eine lästige Erwärmung eintritt, mit höheren Stromstärken arbeiten, wie mit den gewöhnlichen, aus einer Wickelung

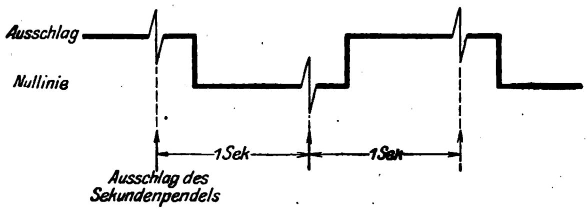


Fig. 11.

bestehenden Spulen. Fig. 13 zeigt das Galvanometer. Der Saitenhalter besteht aus einem Rahmen, zwischen dem die 100 mm lange Saite gespannt ist. Am Kopfe des Rahmens befindet sich eine Schraube, welche zur Regulierung der Fadenspannung dient, um das Instrument jedesmal auf die gewollte Empfindlichkeit zu eichen. Anschläge ver-

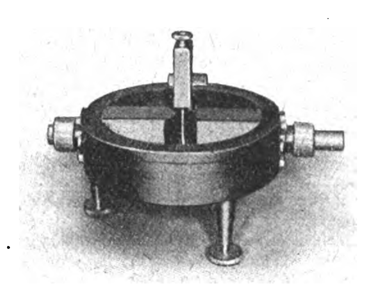


Fig. 12. Magnetsystem des Galvanometers.

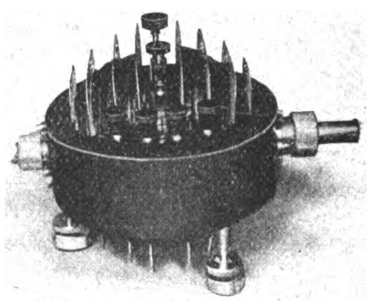


Fig. 13. Galvanometer.

hindern, daß der Faden zu stark gespannt bzw. zu stark entspannt werden kann.

Über Einzelheiten dieser Galvanometeranordnung sei auf meinen Aufsatz „Selbstaufzeichnung des Zeitsignals“ [1]) verwiesen.

Das Instrument [2]) ist außerordentlich empfindlich. Man erreicht bereits mit einem Platinfaden von 90 mm Länge und 6000 Ohm

1) „Die Naturwissenschaften“, Heft 6 v. 6. 2. 1914.

2) In der „Antenne“, Heft 2, 1913, sind Teile der mit der beschriebenen Versuchsanordnung aufgenommenen Diagramme eines Norddeicher und Pariser Zeitzeichens wiedergegeben.

Widerstand eine Empfindlichkeit von $2 \cdot 10^{-11}$ Amp. für 0,1 mm Ausschlag bei einer 500fachen Vergrößerung. Dabei beträgt die Dauer des Ausschlages 0,2 Sekunden. Nach den Angaben Einthovens wird die gleiche Empfindlichkeit bei seinem Instrument bei 660facher Vergrößerung mit einem 140 mm langen Quarzfaden von 10 000 Ohm Widerstand und bei solcher Entspannung erreicht, daß der Ausschlag 1,5 Sekunden dauert.

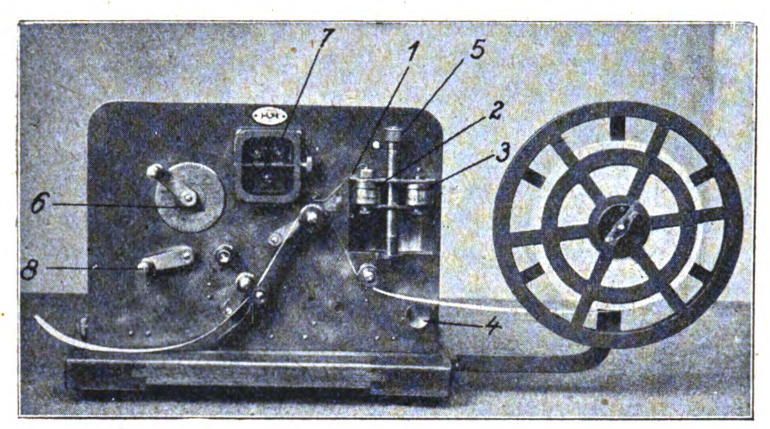


Fig. 14.

Auf die modernste Art der Zeitzeichenniederschrift mit Hilfe des Steinschreibers[1]) von Dr. E. F. Huth sei im nachfolgenden noch kurz eingegangen. Fig. 14 zeigt einen solchen Schreiber von vorn, der in der Lage ist, bis zu 2000 Buchstaben in der Minute zu schreiben — die Trägheitslosigkeit des Systems befähigt den Schreibstift, sich bei dieser Geschwindigkeit etwa 180 mal in der Sekunde hin und her zu bewegen —, der aber natürlich auch ohne weiteres langsame Zeichen niederschreiben kann. Der hinter der Vorderwand befindliche, automatisch gesäuberte Achatzylinder wird unter Zwischenschaltung von Übersetzungsrädern durch einen Motor in Umdrehung versetzt. Auf dem Zylinder ruht ein Metallband aus Nickelstahl, das durch eine Feder auf der einen Seite festgehalten wird und auf der anderen Seite

1) Rottgardt, Elektrische Anziehung nach Johnsen-Rahbek und ihre Anwendung. In „Zeitschrift für technische Physik", Nr. 11, 1921. Vergl. ferner „Verbands-Mitteilungen der Vereinigung Dresdener Bezirksvereine Deutscher Ingenieure und Dresdener Elektrotechnischer Verein". Nr. 8, 1922, S. 56ff.

mit einem Winkelhebel verbunden ist, der sich um einen Drehpunkt drehen kann und an seinem unteren Ende einen Schreibstift trägt, der auf dem Morsepapierstreifen aufliegt. In dem Augenblick, wo eine Spannung, also ein Morsezeichen eintrifft, erfolgt eine Anziehung zwischen dem Achatzylinder und dem Metallband, so daß dieses Stückchen von dem rotierenden Zylinder mitgenommen wird und hierdurch den Winkelhebel dreht, wodurch der Schreibstift in Tätigkeit gesetzt wird und auf dem Papier einen längeren oder kürzeren Strich hervorruft. Auf der Vorderseite der Fig. 14 sieht man die Papierrolle, deren Papier über verschiedene Röllchen unter der Schreibröhre 1 entlang geführt ist. Diese ist ein sehr leichtes Metallrohr, das in einem der beiden Gefäße 2 oder 3 mündet, von denen das eine Tinte, das andere Wasser enthält. Während des Betriebes befindet sich das Tintengefäß unter der Schreibröhre, das mit dem Wassergefäß durch Drehen um die Achse 5 bei Betriebsende vertauscht wird; mit Hilfe einer kleinen Druckpumpe, deren Griff bei 4 sichtbar ist, wird ein wenig Wasser durch die Röhre gepreßt, wodurch ein Verstopfen des Schreibröhrchens vermieden wird. Durch den Hebel 6 wird die Umdrehungszahl des Antriebsmotors und damit die Umdrehungszahl des Achatzylinders, die Papiergeschwindigkeit, die Hubbegrenzung des Schreibhebels und die Hubbegrenzung des Kontaktrelais 7 gleichzeitig geregelt. Das Relais 8 wird je nach der Schreibgeschwindigkeit mit Hilfe des Hebels 8 eingestellt.

Wegen seiner hohen Empfindlichkeit dürfte der Apparat auch besonders für drahtlose Telegraphierzwecke Bedeutung haben. Das Schaltbild in Fig. 15 zeigt uns die Schaltanordnung für die Aufnahme funktelegraphischer Zeitzeichen. Die Antenne wird mit Hilfe des Abstimmkondensators auf die zu empfangende Stelle abgestimmt. Der Detektorkreis ist mit der Antenne gekoppelt; die Wellen werden durch den Detektor umgeformt, so daß sie normal an der Stelle, wo der Transformator gezeichnet ist, mit Hilfe eines Telephons gehört werden können. In diesem Falle übermittelt der Transformator die drahtlosen Zeichen einer Spannungsverstärkerlampe; seine Sekundärwicklung ist einerseits an das Gitter, anderseits an die Kathode der Verstärkerlampe angeschlossen. Der Glühfaden wird von einer Heizbatterie über einem Widerstand geheizt; der Anode wird über einem sehr hohen Widerstand von dem Pontiometer, an dem die Anodenbatterie angeschlossen ist, Spannung zugeführt. Die Spannungsverstärkerlampe stellt einen bestimmten Widerstand dar, so daß wie Rottgardt (a. a. O.) ausführt, an dem Ende des hohen Widerstandes, das mit dem aufliegenden

Metallband des Steinschreibers verbunden ist, eine bestimmte Spannung vorhanden ist, die jedoch so eingestellt ist, daß bei Rotation der Steinwalze das Metallband noch nicht mitgenommen wird. Tritt jetzt eine Veränderung des Widerstandes der Spannungsverstärkerlampe ein, indem durch das von der Antenne herkommende Zeitzeichen eine positive Aufladung des Gitters erfolgt und sich so der Widerstand der Lampe verringert, so steigt die Spannung an dem Ende des hohen Widerstandes und damit auch die Spannung an dem Metallband des Steinschreibers.

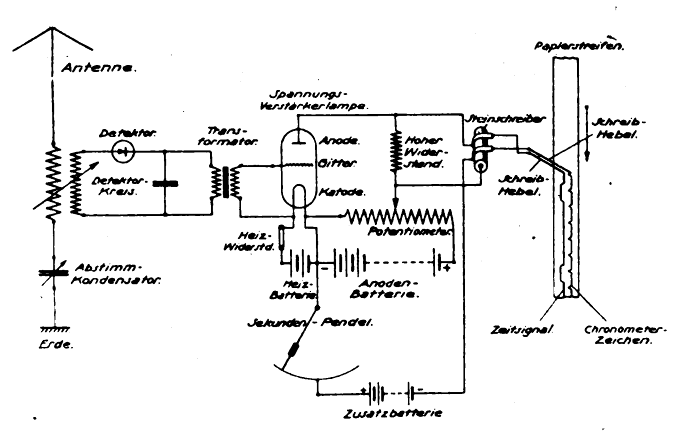


Fig. 15.

Die Anziehung findet statt, das Metallband wird mitgenommen, und auf dem Papierstreifen wird das Zeichen festgelegt. Auf der Steinwalze liegt noch ein zweites Metallband auf, das über einer Zusatzbatterie mit einem Uhrkontakt, z. B. einem Sekundenpendel, verbunden ist, das regelmäßig alle Sekunden Kontakt macht und dadurch Spannung an das zweite Metallband anlegt. Ein mit diesem verbundener Schreibstift wird so jedesmal im Augenblick des Kontaktes durch einen zweiten Schreibhebel auf dem gleichen Papierstreifen eine Marke registrieren, so daß auf dem Papier gleichzeitig Zeitzeichen und Chronometerzeichen aufgezeichnet und so leicht Fehler des Chronometers bzw. des Zeitzeichens festgestellt werden können.

Es ist nicht zu bezweifeln, daß die vorstehend dargestellten und ähnliche Anordnungen für wissenschaftliche Zeitzeichen gute Dienste leisten werden. Wenngleich somit die Fragen, die die mechanische Aufnahme von Funkzeichen betreffen, als gelöst zu betrachten sind, so wird doch wohl vorläufig eine Verwendung solcher automatischer

Welt-F.-T.-Zeitzeichen.

Sendestelle mit Rufzeichen	Länge von Greenwich h	m	s	Nördliche Breite 0	m	s	Wellenlänge in Metern und Art des Systems g = gedämpft us = ungedämpft	Mittlere Greenw. Zeit h	m	s	Bemerkungen
Europa											
Eiffelturm (fl)	0	9	20,9	48	50	11	2500 g	21	25	0	Zeitzeich. nach dem Kennwort „Onogo".
								10	44	0	Zeitzeichen nach dem alten Zeichensystem.
								22	44	0	
								10	0	0	Wissenschaftliches Zeitzeichen.
								22	0	0	
Lyon (yn)	0	19	8	45	41	41	15000 us	20	59	0	Zeitzeichen nach dem alten Eiffelturm-Zeichensystem.
Nauen (poz)	0	50	20	52	39	06	3100 g	11	55	0	Zeitzeich. nach dem Kennwort „Onogo".
							12600 us	23	55	0	
Canada											
Halifax (Camperdown) (vaa)	63	32	40 W	44	31	10	600 g	2	0	0	Zeitzeich. wird nach intercol.-stand.-time von d. Sternwarte in St. John gegeben (außer Sonntags u. bei stürm. Wetter).
Vereinigte Staaten											
Washington (Marinefunkstelle Arlington) (naa)	77	44	47 W	38	52	5	2500 g	5	0	0	Zeitzeichen nach Eastern Standard-time.
								15	0	0	
											Wenn die Funkstelle Washington nicht betriebsfähig ist, werden täglich (außer Sonn- und Feiertags) mittags von Boston, Newport, Norfolk und Charleston Zeichen gegeben.
Annapolis (nss)	76	27	0 W	38	59	0	17000 us	5	0	0	wie Washington.
								15	0	0	

Welt-F.-T.-Zeitzeichen. (Fortsetzung.)

Sendestelle mit Rufzeichen	Länge von Greenwich			Nördliche Breite			Wellenlänge in Metern und Art des Systems g = gedämpft us = ungedämpft	Mittlere Greenw. Zeit			Bemerkungen
	h	m	s	0	m	s		h	m	s	
Key West (nar)	81	48	26 W	24	33	28	1500 g	5	0	0	Wie Washington.
New Orleans (nat)	90	2	18 W	29	56	59	1000 g	5	0	0	„ „
North Head (npe)	124	4	48 W	46	17	57	8500 us 2800 g	8	0	0	„ „
Eureka (npw)	124	16	23 W	40	41	44	2000 g	8	0	0	„ „
Mare Island Cal.	122	15	56 W	38	5	3	2400 g	8 18	0 0	0 0	„ „
Point Arguello Cal. (npk)	120	38	48 W	34	34	35	1512 g	8	0	0	„ „
San Diego Cal. (npl)	117	14	49 W	32	42	26	9800 us 2400 g	8	0	0	„ „
Great Lakes (naj)	87	50	0 W	42	18	30	1512 g	5	0	0	„ „ (Sonn- und Feiertags kein Zeichen.)
San Francisco (npg)	122	30	0 W	37	50	0	4800 us 2400 g	8 18	0 0	0 0	„ „
Mexiko											
Veracruz (xaa)	96	7	17 W	19	10	50	900 g	6	36	46,7	Die gesetzliche Zeit in Mexiko ist die mittlere Zeit des Meridians 6h 36m 46,7 s westl. Gréenwich (Tacubaya); um 0h 0m Abgabe des Wortes non.
Campêche (xab)	90	34	36 W	19	51	40	900 g	6	36	46,7	Wie Veracruz.
Payo Obispo (xac)	88	25	0 W	18	33	0	900 g	6	36	46,7	„ „

Welt-F.-T.-Zeitzeichen. (Fortsetzung.)

Sendestelle mit Rufzeichen	Länge von Greenwich h	m	s	Nördliche Breite °	m	s	Wellenlänge in Metern und Art des Systems g = gedämpft us = ungedämpft	Mittlere Greenw. Zeit h	m	s	Bemerkungen
Panamakanal-Zone											
Balboa (nba)	79	33	17 W	8	56	30	7000 us	6 22	0 0	0 0	Zeichen werden täglich nach d. Normaluhr in Darien in gleicher Weise wie durch Washington gegeben.
Colon (Aspinwall) (nax)	79	53	7 W	9	22	8	1500 g	6 22	0 0	0 0	
Darien (nba)	79	46	20 W	9	7	15	10110 us	6 22	0 0	0 0	
Brasilien											
Rio de Janeiro (soh)	43	13	0 W	22	48	0	1800 g	12 20	0 0	0 0	Zeitzeich. nach dem Kennwort „Onogo“.
Argentinien				südliche Breite							
Buenos Aires (lih)	58	22	10 W	34	35	40	800 g 1000 g	13	56	0	Zeichen endet um 14 h 0 m 0 s in einem Punkt und wird außer Sonn- und Feiertags gegeben
				südliche Breite							
Observatorio-Insel Neujahr-Ins. (Staat.-Ins.)	64	7	30 W	54	39	0	—	13	50	0	
Chile				südliche Breite							
Valpareiso (cce)	71	38	30 W	33	1	50	1100 g	12	55	0	Zeitzeich. ähnlich wie durch Washington außer Sonnabends, Sonn- und Feiertags. Um 13 h 0 m 0 s wird als Beendigungszeichen ein Punkt gegeb.
Nordamerikan. Besitzung											
Cavite (npo)	120	54	43 O	14	29	0	952 g 5000 us	2 15	0 0	0 0	Sonntags kein Zeichen } wie Washington.
Perl Harbour (npm)	157	51	43 O	21	18	12	11200 us 600 g	12	0	0	} wie Washington.

Welt-F.-T.-Zeitzeichen. (Fortsetzung.)

Sendestelle mit Rufzeichen	Länge von Greenwich h	m	s	Nördliche Breite 0	m	s	Wellenlänge in Metern und Art des Systems g = gedämpft us = ungedämpft	Mittlere Greenw. Zeit h	m	s	Bemerkungen
China											
Shanghai (ffz.)	121	25	480	31	11	32	600 g 750 g	14 20	55 55	0 0	
Hongkong (bxy)	114	8	430	22	19	21	2000 g	0 13	56 56	0 0	
Japan											
Thoschiko (jcs)	140	51	120	35	44	8	600 g	0	0	0	Zeichen von der Sternwarte in Tokio gegeben (außer Sonntags).
Funabashi (jjc)	139	50	00	35	42	0	4000 g	0	0	0	
Ostindien											
Calcutta (Fort William) (vwc)	88	20	120	22	33	31	2000 g	1 13	30 30	0 0	Zeichen werden vom Alipove-Observat. nach dem Kennwort „Onogo" gegeb.
Sunda-Inseln				südliche Breite							
Batavia (pkb)	106	51	550	6	12	10	600 g	13	0	0	Zeichen endet um 13h 4m 0s in einem Punkt und wird außer Sonn- und Feiertags gegeben.
Soerabaja (pkh)	112	44	210	südliche Breite 7	12	55	600 g	14	10	0	Zeichen endet um 14h 14m 0s in einem Punkt und wird außer Sonn- und Feiertags gegeben.
Java				südliche Breite							
Malabar (yyg)	107	36	50	6	55	5	8000 us	0	57	5	Zeichen wird nach dem Kennwort „Onogo" gegeben und endet um 1h 0m 0s.
Sarawak											
Kuching (vqf)	110	10	500	1	13	19	—	12	39	17	
Französ. Indochina											
Kien An (fka)	106	37	00	20	47	0	—	8 8 8	15 17 19	0 0 0	

Welt-F.-T.-Zeitzeichen. (Fortsetzung.)

Sendestelle mit Rufzeichen	Länge von Greenwich h	m	s	Nördliche Breite 0	m	s	Wellenlänge in Metern und Art des Systems g = gedämpft us = ungedämpft	Mittlere Greenw. Zeit h	m	s	Bemerkungen
Britisch Südafrika Slankop-Huk (Cape Town) (vnc)	18	19	17 O	südliche Breite 34	8	46	600 g	8	59	30	Die Zeichen werden durch das gewöhnliche Achtungszeichen eingeleitet und bestehen aus 12 Zeichen von je etwa $^3/_4$ s Dauer.
Portugiesisch Ostafrika Laurenzo Marques (Delagoa-Bay) (crz)	32	34	39 O	südliche Breite 25	58	5	600 g	7 20	0 0	0 0	Zeichen wird nach dem Kennwort „Onogo“ gegeben.
Mauritius Porth Louis	57	29	0 O	20	10	55	2000 g	9 21	0 0	0 0	Das Zeichen ist jedesmal ein Punkt.
Australien Adelaide (via)	138	35	50	südliche Breite 34	55	39	2600 g	2 14	30 30	0 0	Zeich. werd. selbsttätig durch die Normaluhr der Adelaide-Sternwarte ausgelöst. Nach dem Kennwort „Onogo“.
Melbourne (vim)	144	58	46 O	südliche Breite 37	50	5	600 g	2 14	0 0	0 0	Nach dem Kennwort „Onogo“.
Perth (vip)	115	51	0 O	südliche Breite 32	2	0	600 g	3 15	0 0	0 0	Nach dem Kennwort „Onogo“.
Neuseeland Wellington (vlw)	174	46	39 O	südliche Breite 41	17	5	600 g	21	0	0	Die Zeichen werden durch die Hektor-Sternwarte zu Wellington bewirkt.
Awanui (vla)	173	18	0 O	südliche Breite 34	54	0	2000 g	22	0	0	Die Zeichen werden durch die Hektor-Sternwarte zu Wellington bewirkt.

Vorrichtungen in größerem Maßstabe seitens wissenschaftlicher Institute in vielen Fällen an der Kostenfrage scheitern. Durch Anstellung weiterer Versuche wird anzustreben sein, die für die automatische Registrierung von Zeitzeichen erforderlichen Apparate zu vereinfachen. Indessen gilt es jetzt schon als erwiesen, daß in Zukunft bei der Ausführung genauer Längenbestimmungen die gewöhnliche Drahttelegraphie vollkommen durch die Funktelegraphie ersetzt werden kann.

Von besonderem Interesse dürfte die nachstehende Nachweisung[1]) sein, aus der die Funkstellen, die funktelegraphische Zeitzeichen aussenden, mit den wichtigsten Einzelheiten ersichtlich sind.

1) Nach dem von der Deutschen Seewarte Juni 1922 herausgegebenen Funkwetterschlüssel und dem von der Marineleitung herausgegebenen „Nautischen Funkdienst“ (Berlin 1922). — Die Zeitangaben sind astronomisch, d. h. sie zählen von Mitternacht mit 0 h 0 m 0 s beginnend bis 1 Sekunde vor Mitternacht (23 h 0 m 0 s) durch.

Reichweiten in Theorie und Praxis.

(Aus der Sammelmappe der Dr. Erich F. Huth-Gesellschaft für Funkentelegraphie m. b. H, Berlin.)

Von **R. Hullen.**

Bei der Festsetzung der Größe jeder projektierten drahtlosen Station spielt die geforderte, bzw. mit dieser erzielbare Reichweite eine entscheidende Rolle. Die Wissenschaft hat daher Formeln für die Berechnung der mit einer bestimmten Antennenschwingungsleistung zu überbrückenden Entfernung entwickelt. Art der Schwingungen, Form der Antenne, Erdungsverhältnisse und dergl. lassen sich hierbei zahlenmäßig einsetzen.

Dennoch kann man auf Grund dieser Formeln (z. B. Sommerfeld, Austin u. a.), nicht ohne weiteres diejenige Antennenleistung feststellen, die einen jederzeit gesicherten Verkehr über die in Frage kommende Entfernung gestattet. Denn es zeigt sich überall in den Kreisen der Praxis, daß die so errechneten Reichweiten für den Stationsleiter wenig Wert haben, da hier ganz andere Faktoren in Erscheinung treten. Dies sind theoretisch nicht erfaßbare, örtlich und zeitlich verschiedene Einwirkungen, die überraschende Änderungen in der Reichweite einer Station hervorrufen, und zwar sowohl in günstiger als auch in ungünstiger Beziehung.

Während nun über die zeitlichen Schwankungen der Reichweite, deren Ursprung in atmosphärischen Verhältnissen zu suchen ist, von vielen festen Stationen Beobachtungen gesammelt werden, sind über die örtlichen Verschiedenheiten, deren Ursache auf geologischem Gebiete liegen muß, aktenmäßige Unterlagen anscheinend bedauerlicherweise fast garnicht vorhanden. Fest steht nur, daß — neben der Meeresoberfläche — auch viele größere Flußläufe der jederzeitigen Erzielung relativ großer Reichweiten besonders förderlich sind.

Als Beispiel zeitlich ungewöhnlich günstiger Reichweiten ist wohl die Tatsache am bekanntesten geworden, daß während des Krieges mit einem kleinen ungedämpften Sender von weniger als 20 Watt Antennenleistung, dessen Telegraphiereichweite normal kaum 100 km betrug, plötzlich einmal eine gute Verständigung von Kreuznach mit Konstantinopel, also über ca. 2000 km erzielt wurde.

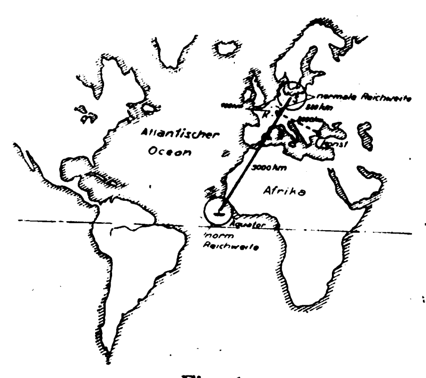


Fig. 1.

Ein ähnlicher Fall ereignete sich kurz vor dem Kriege auf der Station Swinemünde (tönende Löschfunken). Bei Versuchen mit dieser normal etwa 500 km weit hörbaren Station, wurde zufällig der Verkehr mit einem sich meldenden Dampfer aufgenommen, dessen Standort zu aller Überraschung an der Westküste Afrikas in der Nähe des Äquators festgestellt wurde. Etwa eine Stunde lang bestand beiderseitige gute Verständigung. Dann wurde erneuter Telegrammwechsel für den nächsten Tag vereinbart. Aber trotzdem sich der Dampfer täglich mehrere hundert Kilometer der Heimatstation näherte, wurde keine Nachricht mehr von dem Dampfer aufgenommen. Skizze 1 veranschaulicht die vorgeschilderten „Zufallserfolge".

Von weit größerer Bedeutung als solche vorübergehenden Fälle

besonders günstiger Reichweiten, ist jedoch die Tatsache, daß zahlreiche Stellen der Erdoberfläche der Ausbreitung der elektrischen Wellen ungewöhnlich großen Widerstand entgegensetzen, ohne daß die bereits von Slaby vor 25 Jahren bei seinen Versuchen auf der Havel bei Potsdam festgestellte absorbierende Wirkung von Wäldern eine genügende Erklärung hierfür bietet. Bestimmte Verbindungen können nämlich überhaupt nicht, oder doch nur mit verhältnismäßig großer Energie hergestellt werden, trotz manchmal geringer Entfernung.

Ein solcher Ort machte sich z. B. während des Krieges im Schwarzen Meer sehr störend bemerkbar. Die Marine-Landstation Konstantinopel (5 kW) war imstande, mit den ehemals deutschen Kriegsschiffen „Göben" und „Breslau" auf deren Kreuzfahrten im Schwarzen Meere über jede Entfernung in Verbindung zu bleiben.

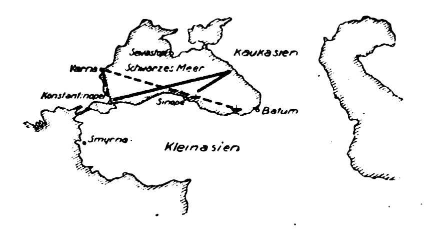


Fig. 2.

Sobald eins davon jedoch in die Nähe der Kleinasiatischen Küste, östlich Sinope kam, mußte der Verkehr mit diesem Schiff durch andere, manchmal viel weiter entfernte Stationen, vermittelt werden oder — bei Fehlen solcher — die Großstation der türkischen Armee in Konstantinopel (35 kW) eingreifen. Aber auch diese Station war nur sehr schwach hörbar. Vergegenwärtigt man sich nun an Hand der Skizze 2, daß die wesentlich kleinere, aber nördlicher gelegene Station Varna weit über Sinope hinaus im ganzen Schwarzen Meere gut hörbar war, so ist hiermit bereits eine gewisse örtliche Bestimmung der Störungsquelle gegeben.

Ähnliche Verhältnisse wurden in Marine F. T.-Kreisen vor dem Kriege auch in der Bucht von Kiautschou festgestellt. Beim Umfahren einer bestimmten Landspitze war trotz mäßiger Entfernung von der Landstation auch bei stärkstem Geben eine Verständigung mit dieser nicht möglich.

Dieselben Erfahrungen machten zu jener Zeit Huth-Ingenieure bei Abnahmefahrten mit rumänischen Torpedobooten auf der Donau.

Trotzdem die Stationen alle Anforderungen ohne Schwierigkeiten erfüllten, war es auf einer etwa 3 km langen Strecke nahe Braila nicht möglich, irgendeine F. T.-Verbindung herzustellen.

Doch nicht nur im fernen Auslande treten solche ungeklärten Einwirkungen auf, vielmehr liegt einer der in dieser Beziehung interessantesten Punkte innerhalb des Bereiches unserer kleineren heimatlichen Stationen. Es handelt sich um die mit einem Leuchtturm gekrönte Steilküste von Rixhöft am Fußpunkt der Halbinsel Hela, nördlich Danzig. Noch heute hat besonders der F. T.-Verkehr Danzigs hier mit großen Schwierigkeiten zu kämpfen. Fast täglich wird dort

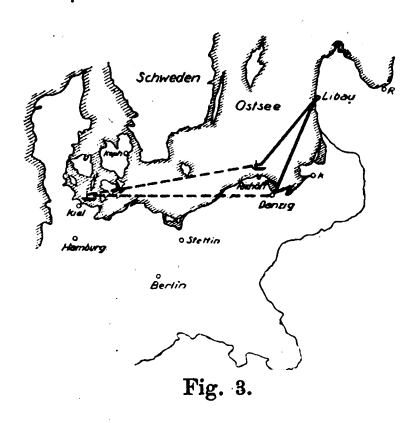


Fig. 3.

die Erfahrung gemacht, daß eine Verständigung mit Schiffen, die sich in der Nähe von Rixhöft aufhalten, trotz der geringen Entfernung, gar nicht oder nur sehr schwer möglich ist. So ereignete sich während einer Rückfrage in dieser Angelegenheit vor kurzem gerade wieder der Fall[1]), daß die F. T.-Station Danzig sich plötzlich mit einem auslaufenden Schiff nicht mehr verständigen konnte, trotzdem kurz vorher noch gute Verbindung bestanden hatte. Das Schiff hatte, wie sich aus der Abfahrtszeit feststellen ließ, Rixhöft erreicht und war im Begriff, diesen Ort zu umfahren. Es meldete sich dann die F. T.-Station Libau, bei der das Schiff angefragt hatte: „Was sagt Danzig?" So wurde dann von Danzig über Libau die Verständigung mit dem Schiff aufrecht erhalten. Nach ungefähr $^3/_4$ Stunden — als Rixhöft passiert war — war plötzlich wieder guter direkter Telegrammwechsel möglich.

[1]) Mitgeteilt mit freundlicher Genehmigung des Herrn Telegraphendirektors Bodin, Danzig.

Skizze 3 veranschaulicht diesen Vorgang und gibt ein Bild davon, daß die bisher unerforschten störenden Einwirkungen außerordentlich stark sind. Dies wird noch durch die punktiert eingezeichneten Linien bekräftigt, die auf Erfahrungen während des Krieges bezugnehmen. Rief nämlich ein in der Nähe von Rixhöft liegendes Schiff Danzig vergeblich an, so griff manchmal irgendein vor Kiel liegendes Kriegsschiff in ähnlicher Weise, wie oben geschildert, vermittelnd ein.

Über die reichsten Erfahrungen auf diesem Gebiete dürfte — neben den Leitern fester Stationen — das seefahrende Stationspersonal verfügen, das stets ungünstige Strecken durch Wahl anderer Verbindungen zu umgehen pflegt, und umgekehrt, zur Erzielung großer Reichweiten günstige Gegenden auszunützen bestrebt ist. Wenn daher besonders von seiten der Praxis weitere Beispiele solcher Beeinflussung zweifellos nicht atmosphärischer sondern geologischer Art dieser Zeitschrift mitgeteilt würden, käme man sicherlich durch eine Fülle bemerkenswerter Tatsachen allmählich zur Erforschung der Ursachen.

Hierbei würden Erfahrungen in bezug auf die Lautstärke zweier zusammenarbeitender Stationen, zwischen denen höhere Berge liegen, gesondert zu behandeln sein. Die Erscheinung, daß bei Annäherung an den betr. Berg, also bei Verkleinerung des Abstandes der Stationen vielfach keine Verständigung möglich ist und daß die Lautstärke bei Entfernung vom Berge — Vergrößerung des Abstandes — zunimmt, scheint meist nicht auf geologischen Ursachen zu beruhen, sondern eine Frage der Ausbreitungsweise der elektrischen Wellen zu sein.

Referate.

Gregory Breit. A Method of Measuring Coil Capacities and Standardising Wavemeters. (Rad. Rev. **3**, S. 71—79, 1922.)

Die Methode beruht auf der Tatsache, daß zwei Schwingungen, die auf einen gemeinsamen Detektorkreis wirken, in diesem einen musikalischen Ton hervorrufen, wenn die Frequenzen der beiden Schwingungen nahezu im Verhältnis zweier kleinen ganzen Zahlen stehen. Nun verzerrt aber ein Elektronenröhrendetektor die Wellenform der aufgeprägten E. M. K. derart, daß die wirksame Ausgangs-E. M. K. K. Oberschwingungen enthält. Werden dem Gitter einer Elektronenröhre E. M. K. der beiden Frequenzen f_1 und f_2 zugeführt, so enthält der Anodenstrom Frequenzen, die dem allgemeinen Ausdruck:

$$[a_1 \cos(2\pi f_1 t - \varepsilon_1) + b_1 \cos(2\pi f_2 t - \varepsilon_2)]^m$$

entsprechen. Für den praktisch wichtigsten Fall vom $m = 2$ ist in dem Ausgangsstrom der Term enthalten:

$$a_1 b_1 [\cos(2\pi(f_1 + f_2) t - \varepsilon_1 - \varepsilon_2) + \cos(2\pi(f_1 - f_2) t - \varepsilon_1 + \varepsilon_2)],$$

wobei der Frequenz $(f_1 - f_2)$ ein hörbarer Ton entspricht. Ändert man eine Frequenz z. B. f_1, so ändert sich auch die Tonhöhe des hörbaren Tones. Für $m f_1 = n f_2$ verschwindet der Ton vollständig. Die Einstellung auf gleiche Tonhöhe kann durch Vergleich mit einer bekannten, durch Röhrensender erzeugten Frequenz erfolgen. Man hat also in der Mitte der Zonen des Schweigens eine Einstellung beider Frequenzen auf ein ganzzahliges Verhältnis vollzogen. Dies Verhältnis kann bis zu 1 : 100 betragen. Um das Verhältnis $m:n$ zu bestimmen, hält man beispielsweise f_2 konstant und ändert f_1 und beobachtet die Zonen des Schweigens. Bei diesen ist die Frequenz von f_1 gleich f_2, $\frac{1}{2} f_2$, $\frac{1}{3} f_2$, usw. nur der Intensitätsunterschied zwischen den Schwankungen der Grundtöne und ihrer Oberschwingungen ist so groß, daß man beide nicht verwechseln kann.

Bei der experimentellen Anordnung ist das Gitter der Detektorröhre mit Kreis 1 durch einen Kondensator von etwa 0,02 μF festgekoppelt, während der Kreis 2 nur durch einen Draht lose gekoppelt ist. Man kann dann z. B. noch Schwankungen zwischen der 105. Oberschwingung von f_1 und der Grundschwingung von f_2 genau hören.

Die Eichung eines Wellenmessers geschieht in folgender Weise. Für eine Einstellung ist der Wellenmesser mit einem Normalmesser verglichen, dessen Wellenlänge z. B. durch den Multivibrator von H. Abraham und E. Bloch (Ann. de Phys. **12**, 237, 1909) genau bekannt ist. Diese Frequenz sei f_0. Der Kreis 1 wird auf diese Frequenz f_0 abgestimmt. Dann ändert man f_2, bis f_0 in der Zone des Schweigens liegt. Dann hält man f_2 konstant und variiert f_1 nach oben und unten. Für die Zonen des Schweigens erhält man dann die Frequenzen:

$$n f_0, \quad \frac{n f_0}{2}, \quad \frac{n f_0}{3}, \ldots, \quad \frac{n f_0}{n-1}, \quad f_0, \quad \frac{n}{n+1} f_0, \ldots, \quad \frac{n f_0}{n+m} \ldots$$

wobei n leicht durch Auszählen der toten Stellen zwischen f_2 und f_0 bestimmt wird. Sind nun f_0 und n bekannt, hat man eine Reihe bekannter Wellenlängen für die Eichung. Ist f_0 klein, macht man $f_2 = f_0$ und benutzt die Frequenzen f_0, $2 f_0$, $3 f_0 \ldots$

Um die Spulenkapazität C_0 zu bestimmen, bestimmt man die

Resonanzfrequenz f_1, f_2 für die Kapazitätswerte C_1 und C_2 und erhält die Gleichung:

$$\frac{L(C_0 + C_1)}{L(C_0 + C_2)} = \frac{f_2^2}{f_1^2}$$

Nach der oben beschriebenen Methode macht man $f_2/f_1 = 1, 2, 3 \ldots$ und erhält so:

$$\frac{C_0 + C_1}{1^2} = \frac{C_0 + C_2}{2^2} = \frac{C_0 + C_3}{3^2} = \frac{C_0 + C_n}{n^2} = \ldots$$

Aus diesem Gleichungssystem kann man C_0 berechnen. Graphisch findet man C_0, indem man C_0 als Abszisse und n^2 als Ordinate aufträgt. Der Schnittpunkt der Geraden mit der Abszissenachse gibt den Kapazitätswert der Spule. Ernst Lübcke.

Alessandro Artom. Notes on a direct-reading Radio Direction Finder. (Rad. Rev. **3**, S. 14—17, 1922.) Innerhalb eines konstanten Magnetfeldes befinden sich drehbar zwei senkrecht zueinander fest verbundene Spulen eines gewöhnlichen oder Duddellschen Thermogalvanometers, durch das die Ströme von zwei gleichfalls senkrecht zueinander orientierten Richtungsantennen oder Rahmen, gegebenenfalls nach Gleichrichtung, geschickt werden. Das bewegliche System erfährt dann eine Ablenkung, die von der Richtung der Sendestation abhängig ist.

Sind i_1 und i_2 die Ströme in den beiden Antennen, und bildet eine Antenne mit der Richtung zum Sender den Winkel α, so ist:

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= k_1 \cdot \cos\alpha \\ i_2 &= k_2 \cdot \sin\alpha \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

k_1 und k_2 Konstante. Sind i_1' und i_2' die Ströme in den Galvanometerspulen und ist δ die Ablenkung des beweglichen Systems im Magnetfelde H, dann besteht Gleichgewicht für:

$$H \cdot S_1 \cdot i_1' \cdot \sin\delta = H \cdot S_2 \cdot i_2' \cdot \cos\delta \quad (2)$$

wo S_1 und S_2 Galvanometerkonstanten sind. Aus Gleichung (2) folgt

$$\tan\delta = k' \cdot \frac{i_2'}{i_1'} \; (k' = \text{Konstante})$$

und aus Gleichung (1)

$$\tan\alpha = \frac{k_2}{k_1} \cdot \frac{i_2}{i_1} = k \cdot \frac{i_2}{i_1} \; (k = \text{Konstante}).$$

Da die Ströme in den Galvanometerspulen den Antennenströmen proportional sind, so folgt:

$$\tan \delta = C \cdot \tan \alpha \ (C = \text{Konstante}).$$

In der praktischen Ausführung ist zur Erzielung kräftiger Galvanometerströme Verstärkung nötig, die naturgemäß für beide Galvanometerzweige gleich sein muß. Verfasser erreicht dieses durch eine besondere Verstärkerröhre, die einen Glühfaden besitzt, zu dem koaxial nebeneinander zwei Gitter und Anoden angeordnet sind. Der Elektronenstrom, der die Verstärkung bewirkt, ist also für beide Zweige gleich.

Außer den genannten elektromagnetischen Anordnungen erwähnt der Verfasser noch die Möglichkeit einer magnetelektrischen Anordnung, bei der die Antennenströme durch zwei senkrecht zueinander angeordnete feststehende Spulensysteme geschickt werden und das bewegliche System aus einer doppelt astatischen Magnetnadel besteht.

Ernst Lübcke.

Über die New Yorker Radio-Großstation. (Rad. Rev. **3**, S. 3 bis 13, 1922.) Ungefähr 27 km von New York in der Nähe von Port Jefferson auf Long Island ist von der Radio Corporation of America eine Radio-Großstation errichtet. Die Station ist für den direkten Verkehr mit England, Frankreich, Norwegen, Deutschland sowie anderen europäischen und südamerikanischen Ländern eingerichtet. Zum ungestörten, gleichzeitigen Verkehr dient ein weitausgebildetes Antennennetz, dessen Anordnung aus der Fig. 1 zu ersehen ist. Die ganze Anlage ist dreiteilig. Die Verkehrszentrale liegt in New York City, Broad Street 64. Die Sendestation liegt bei Rocky Point etwa 11 km östlich Port Jefferson an der Nordküste von Long Island. Die Empfangsstation bei Riverhead ist ungefähr 25 km von der Sendestation entfernt. Die Sender werden direkt von der Centrale aus bestätigt, und die aufgenommenen Zeichen werden automatisch auf eine Landleitung zu ihr übertragen, wo sie entweder mit dem Gehör aufgenommen oder mit einem Schreibapparat aufgezeichnet werden. Der Bau der Anlage erfolgte rasch, denn im Juli 1920 wurde mit der Konstruktion der Anlage begonnen, und im Oktober 1921 wurden mit dem ersten Teil der Sendestation Versuche angestellt. Geplant war ein Senderantennensystem von 12 strahlenförmigen Luftleitern, wie sie auf der Fig. 2 aus der Vogelschau zu sehen sind. Ausgeführt sind bisher erst zwei

Arme. Jeder Arm hat sechs Türme von 127 m Höhe, deren gegenseitiger Abstand 390 m beträgt. Die Entfernung bis zum Ende der 12 ausgeführten Masten ist also ungefähr 8,4 km lang. In jedem Mast sind 150 Tonnen Stahl verbaut. Die Querbalken, an denen die Antennendrähte aufgehängt sind, und die auf der Spitze jedes Mastes liegen, sind 46 m lang. Die Energie wird in 23000 Volt Spannung von Port Jefferson geliefert. Sende- und Empfangsstation sind natürlich durch Telephonleitung untereinander verbunden.

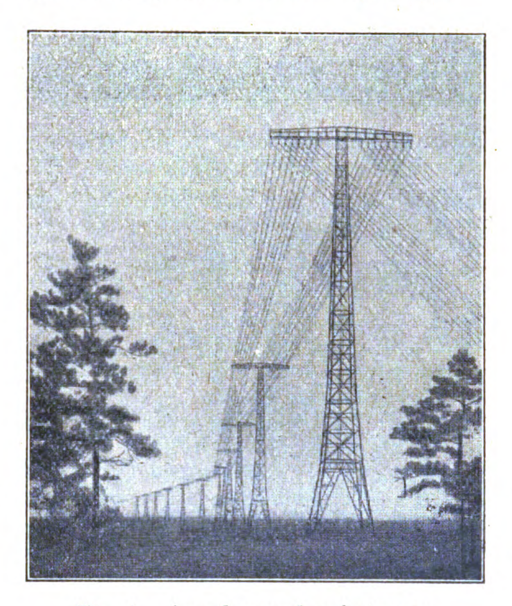


Fig. 1. Anordnung der Antennen.

Jede Antenne ist nach dem Alexandersonschen System mehrfach abgestimmt, d. h. sie besitzt verschiedene Erdverbindungen, deren jede eine Abstimmspule enthält. Jede Antenne hat 16 verteilte Drähte aus Siliziumbronze, 9,5 mm im Durchmesser. Für die Erdleitung sind bisher 71 km Kupferdraht vergraben. Die noch fehlenden 60 Maste sind bereits im Bau.

Die Maschinenhalle enthält bisher zwei 200 kW Hochfrequenzmaschinen der General Electric Company, die auch die Schalttafeln und Abstimmittel geliefert hat. Jede Maschine liefert 200 kW für jede Wellenlänge zwischen 15800 m und 20000 m. Die Morsezeichen werden mittels sog. Alexandersonscher Verstärker gegeben. Mit jedem

Senderkreis kann man eine Morsegeschwindigkeit von 100 Worten pro Minute erzielen. Vorgesehen ist eine Erweiterung auf 10 Alexander-

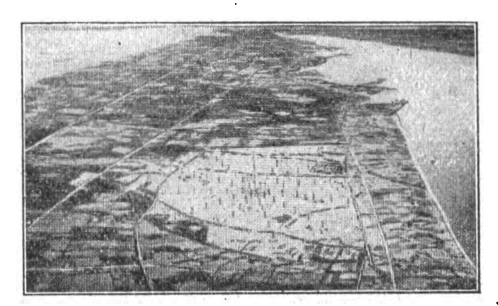


Fig. 2. Die Station aus der Vogelschau.

sonsche Hochfrequenzmaschinen mit einer Gesamtleistung von 2000 kW. Eröffnet wurde die Station am 5. November 1921. Die Reich-

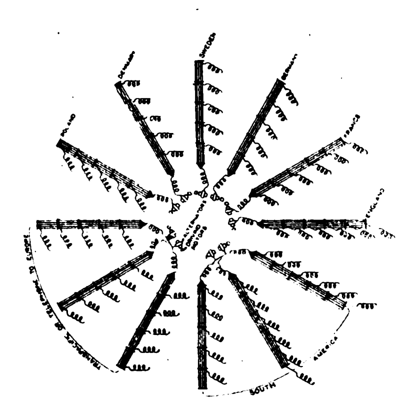


Fig. 3. Die ersten 12 Masten der Antenne.

weite erstreckt sich über die ganze Welt, denn die Signale wurden in ganz Europa, in Australien, Südamerika und Japan aufgenommen.

Ernst Lübcke.

Kurze Mitteilungen.

(Beiträge aus dem Leserkreis erbeten.)

Tönende Filme. Bei den meisten der bei sprechenden Filmen bisher bekannt gewordenen Aufnahme- und Wiedergabeapparaten werden Mikrophone, Telephone und stets Röhren-Hochfrequenzverstärker gebraucht. Erst als es der drahtlosen Technik gelungen war gute Hochfrequenzverstärker zu bauen, war die Lösung der Aufgabe: „Sprechende Filme" ermöglicht und eigentlich auch schon vorhanden. Für die Weiterentwicklung kommt nur die Wahl der von allen Konstrukteuren auf diesem Gebiet gefundenen Lösung der direkten Aufphotographierung der Schallschwingen auf den Filmstreifen neben dem Bild in Betracht. Alle anderen Versuche, insbesondere solche eine Gramophonplatte mit den Filmstreifen zu verbinden, und die z. B. in der Lösung von Gaumont (Paris) verhältnismäßig brauchbare Resultate ergeben hat, scheiden aus, da das beim Stift-Plattengrammophon stets vorhandene Nebengeräusch fast jeden künstlerischen Eindruck vernichtet.

Den ersten akustischen Film zeigte mir vor ca. 1½ Jahren D. v. Mihály. Die wohl bisher geschickteste Lösung rührt meines Wissens von L. de Forest her. Daneben sind schon mehrere andere Anordnungen bekannt geworden. Bei dem akustischen Film von H. Vogt, J. Engl und J. Massolle ist der interessanteste Teil das Aufnahme- und Wiedergabeorgan: das Mikrophon-Telephon. Hier haben die genannten eine äußerst geschickte Kondensatoranordnung geschaffen (Metallplatte — Luftkopplung — versilbertes Glimmerblatt), bei welchem Verzögerung und Phasenverschiebung praktisch nicht nachweisbar sind. Für besondere Anlagen der drahtlosen Telegraphie, vielleicht auch für manche bevorzugte broad casting-Stationen wird diese Einrichtung von Wert sein. Diese Vorzüge kamen bei einer Vorführung des akustischen Films, welche die genannten Erfinder am 17. 9. 1922 veranstalteten, nicht besonders zur Geltung. Offenbar ist der Filmstreifen der Störenfried. Musik klang erheblich besser als Sprache, welche soweit überhaupt verständlich, häufig peinlich wirkte. Am besten klingen Instrumente mit wenig hervortretenden Obertönen. Der gramophonartige Charakter haftete vorläufig noch allen Darbietungen an.

Immerhin ist mit dem tönenden Film ein neuer Weg beschritten, und es müssen die Kinderkrankheiten erst noch überwunden werden. Alsdann könnte der akustische Film berufen sein, wirkliche Kunst vermitteln zu helfen, wenngleich ein mechanisierter Vorgang niemals die von einer persönlichen Kunstleistung ausgehende Impression ersetzen kann.

Eugen Nesper.

Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie
Zeitschrift für Hochfrequenztechnik

Band 20. Oktober 1922. Heft 4.

Inhalt.

Manuskripte für das *Jahrbuch*, möglichst mit klischierfähigen Figuren versehen, sind an *Dr. E. Nesper*, *Berlin-Friedenau*, *Trägerstr. 21*, zu senden.

Die Herren Autoren werden gebeten, eine kurze Zusammenfassung des wesentlichen Inhalts ihrer Arbeit jedem Manuskript beizufügen.

Abonnements und Inserate sind zu richten an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn Berlin W. 10*, *Genthinerstraße 39*, Postscheck-Konto Berlin 32647.

Die deutsche Radiotelegraphie und -Telephonie.

Von **H. Thurn.**

Gleich nach Friedensschluß begann die Reichstelegraphenverwaltung damit, in großzügiger Weise den Plan einer neuzeitlichen Ausgestaltung des für den öffentlichen Verkehr bestimmten Funkwesens zu verwirklichen. Zunächst mußten die Küstenfunkstellen, die bereits vor dem Kriege im Besitze der Reichstelegraphenverwaltung gewesen und während des Krieges vorübergehend militärischen Zwecken nutzbar gemacht worden waren, wieder in den öffentlichen Dienst gestellt werden; sodann mußten die Funkverbindungen mit dem transatlantischen Ausland wieder angeknüpft und auch die drahtlosen Verbindungen mit europäischen Ländern, soweit es in Ergänzung der bestehenden Drahtverbindungen nötig oder erwünscht war, ausgebaut werden. Weiterhin sollte ein ausgedehntes Funknetz für den allgemeinen öffentlichen Verkehr im Inland geschaffen werden, das im wesentlichen aus zwei getrennt arbeitenden Teilen, dem „Funkverkehrsnetz" und dem „Funkempfangsnetz", bestehen sollte.

A. Überseeverkehr.

Die dringendste Aufgabe war die Verbesserung des telegraphischen Überseeverkehrs. Die Wiederaufnahme des deutschen Außenhandels war durch die völkerrechtswidrige Fortnahme der deutschen Seekabel außerordentlich erschwert. Die deutschen Auslandstelegramme nach Übersee mußten fast ohne Ausnahme erst nach London gehen oder Linien englischer Kabelgesellschaften oder anderer, dem Einfluß der Ententemächte unterstehenden Unternehmungen durchlaufen. Neben unvermeidlichen Verzögerungen bedeutete dieses Verfahren eine dauernde Zensur des deutschen Telegrammverkehrs und eine unerträgliche Handelsspionage, auch zum Schaden aller mit Deutschland im Geschäftsverkehr stehenden Länder. Dem deutschen Handel, namentlich mit Nord- und Südamerika, der sichere und schnellste Beförderung erfordert, wenn er im Wettbewerb mit dem Handel fremder Länder überhaupt bestehen soll, wurde dadurch ein nicht übersehbarer Schaden zugefügt. Es war daher für Deutschland von größter Wichtigkeit, einen möglichst ausgedehnten Ausbau der drahtlosen Verbindungen mit außereuropäischen Ländern anzustreben.

Nachdem im Juli 1919 die Amerikaner ihre Regierungsstation New Brunswick und Anfang März 1920 Annapolis zum Verkehr mit Nauen, wenn auch nur im beschränkten Maße, zur Verfügung gestellt



hatten, konnte im August 1920 die der Radio Corporation of America gehörige Großfunkstelle Marion als Gegenfunkstelle für Nauen in den Dienst gestellt werden. In dem Vertrage mit dieser Gesellschaft ist auch die Vermittlung eines Durchgangsverkehrs berücksichtigt. Besonders ist ein Funkverkehr mit Südamerika vorgesehen und damit die von unserem Handel bisher so schmerzlich vermißte Möglichkeit eines von der Ententekontrolle unabhängigen Verkehrs mit diesem wichtigen Absatzgebiete sichergestellt. In Mexiko befindet sich eine Station des Telefunkensystems, die in der Lage ist, zu günstigen Zeiten von Nauen unmittelbar zu empfangen und die dieses außerdem jederzeit über eine der nordamerikanischen Stationen erreichen kann. Ebenso ist die bereits vor dem Kriege erbaute Telefunkenstation Cartagena in Kolumbien, deren baldige Vergrößerung beabsichtigt ist, über Nordamerika von Nauen aus erreichbar. Die Großfunkstelle in Monte Grande bei Buenos Aires, die von der Compañia Radiotelegraphico nach dem Vorbilde von Nauen gebaut wird, ist für einen unmittelbaren Verkehr mit Deutschland bestimmt, kann aber gleichzeitig in die Verbindung über die nordamerikanischen Stationen mit einbezogen werden. Ein unmittelbarer Funkverkehr von Deutschland nach Südamerika ist allerdings für unser Wirtschaftsleben von der größten Bedeutung.

Mit der Inbetriebnahme der argentinischen Großfunkstelle ist Anfang 1923 zu rechnen. Zwischen der deutschen und der argentinischen Transradio-Gesellschaft ist inzwischen ein längjähriger Betriebsvertrag abgeschlossen worden, der u. a. die Bestimmung enthält, daß die argentinische Station jederzeit auf Anforderung der Stationen der deutschen Gesellschaft den Sende- und Empfangsdienst mit diesen Stationen unmittelbar aufzunehmen und abzuwickeln hat, so daß ein Funkverkehr Deutschland-Argentinien auf längere Zeit sichergestellt ist.

Da in Argentinien auf dem Gebiete des Funkwesens mehrere fremdländische Unternehmungen nebeneinander arbeiteten, erschien es zweckmäßig, durch Ausschaltung der gegenseitigen Konkurrenz die Rentabilität der Anlage in Argentinien zu sichern. Nach längeren Verhandlungen kam dann zwischen der Telefunken-Gesellschaft, der Radio Corporation of America (RCA.), der englischen Marconi Wireless Telegr. Co. Ltd. und der französischen Compagnie Universelle de Télégraphie sans Fil ein Vertrag zustande, demzufolge in Südamerika — besonders Argentinien, Brasilien und Kolumbien — in den genannten Ländern nationale Gesellschaften zum Bau und zum Betrieb von Großfunkstellen gegründet werden sollen. Hiernach wird die bestehende Transradio Argentina in eine internationale Gesellschaft umgewandelt.

Außer diesen Verbindungen mit Amerika ist noch die wichtige Linie Holland-Java zu erwähnen, die im Auftrage der holländischen Regierung von Telefunken gebaut und demnächst in Betrieb genommen wird. Über diese Linie wird dann auch eine Verbindung mit dem fernen Osten möglich sein, da z. B. in Japan schon eine von Telefunken gebaute Großfunkstelle besteht, die den Verkehr mit der holländischen Station Bandoeng auf Java aufnehmen könnte.

Nachdem das Reichspostministerium die RCA. für längere Jahre zum Funkverkehr mit Deutschland über die Großfunkstellen von Transradio zugelassen hatte, wurde zwischen der RCA. und Transradio, die für Nauen eine 30jährige Betriebskonzession vom Deutschen Reiche erhalten hatte, ein Verkehrsabkommen gleichfalls für längere Zeit getroffen, das für beide Gesellschaften in technischer, betrieblicher und persönlicher Hinsicht alle notwendigen Bestimmungen für schnellen und sicheren Telegrammverkehr enthält und ihre gegenseitigen Beziehungen regelt. Die dieser Gesellschaft gehörige Großfunkstelle Rocky-Point (wqk) wurde am 5. 11. 1921 als erster Sender der neuen Sendeanlage „Radio Central" auf Long Island (N. Y.) in Betrieb genommen.

Sowohl in Amerika als auch in Deutschland werden die Sende- und Empfangsanlagen von der in New York bzw. Berlin befindlichen Betriebzentrale aus fernbetätigt.

B. Europaverkehr.

Gleichzeitig wurde mit den europäischen Ländern verhandelt und nach und nach Funkverbindungen mit fast allen Hauptstädten Europas hergestellt. Deutschland steht heute mit folgenden europäischen Ländern in funktelegraphischer unmittelbarer Verbindung: Italien (Rom), Spanien (Madrid), Rumänien (Bukarest), Rußland (Moskau), Ungarn (Budapest), Bulgarien (Sofia), Jugoslavien (Serajewo), England (London), Holland (Rotterdam). Es ist klar, daß diese Verbindungen dem wirtschaftlichen Leben nur Nutzen bringen konnten, wenn sie auch wirklich den vorliegenden Ansprüchen in Bezug auf Sicherheit, Schnelligkeit und Zusammenwirken mit dem Welttelegraphennetz entsprechen. Wir sehen, wie die Reichs-Telegraphenverwaltung sich erfolgreich bemüht hat, in systematischer Arbeit den deutschen Funkverkehr in technischer und organisatorischer Beziehung weiter zu entwickeln und ihn auf die heute auch vom Ausland anerkannte hohe Stufe zu bringen. Über Einzelheiten vgl. H. Bredow „Der deutsche Vielfach-Funkverkehr und seine Eingliederung in den Drahtverkehr" in der Festschrift der ETZ 1922, Seite 222ff.

C. Reichsfunknetz.

Im innerdeutschen Verkehr mußten zunächst leistungsfähige Funkverbindungen zwischen den wichtigsten Handelsstädten geschaffen werden. Die innerpolitischen Schwierigkeiten Deutschlands und die nach Ausbruch der Revolution immer wieder auftauchende Gefahr, daß die Reichsregierung durch revolutionäre Bewegungen von dem Telegrammverkehr mit einzelnen Teilen des Reiches, insbesondere dem Sitz der Ländervertretungen, abgeschnitten werden konnte, ferner der bis etwa Anfang 1920 noch andauernde Zusammenbruch des gesamten innerdeutschen Telegrammverkehrs machten den Wunsch erklärlich, ein innerdeutsches Funknetz zu errichten. Dieses Reichsfunknetz besteht zurzeit aus der Hauptfunktstelle Berlin, den Leitfunkstellen bzw. Funkstellen Königsberg (Pr.), Elbing, Stettin, Hamburg, Bremen, Hannover, Dortmund, Düsseldorf, Frankfurt a. M., Darmstadt, Konstanz, Friedrichshafen, Stuttgart, München, Erfurt, Dresden, Leipzig und Breslau. In Nürnberg und Mannheim sind Funkstellen im Bau. Die Stationen arbeiten im Gegensprechverkehr und sind so stark, daß ein unmittelbarer Austausch drahtloser Nachrichten mit Berlin möglich ist. Zweifellos ist in dem heutigen Reichsfunknetz in kurzer Zeit etwas Gutes geschaffen worden. Wir wissen sowohl von den deutschen Fachfirmen, wie von den ausländischen Verwaltungen, daß unser postalisches Funknetz als mustergültig betrachtet wird.

Nachdem es inzwischen der Reichs-Telegraphenverwaltung gelungen war, den innerdeutschen Telegrammverkehr wieder soweit in Ordnung zu bringen, daß er im allgemeinen den Ansprüchen genügt, hätte den innerdeutschen Funklinien nunmehr die Rolle von Reserveverbindungen zufallen müssen; die Reichs-Telegraphenverwaltung ist jedoch als erste Verwaltung einen Weg gegangen, der direkt im Gegensatz zu den bisherigen Anschauungen über die Verwendung der Funktelegraphie steht. Während man nämlich bisher allgemein auf dem Standpunkt stand, daß die Funktelegraphie wegen ihrer niedrigen Anlagekosten sich mit gering bezahltem Verkehr begnügen könnte, und infolgedessen den größten Teil des weniger gut bezahlten Verkehrs (Pressetelegramme, Lc-Telegramme) übernehmen müsse, ging die Reichs-Telegraphenverwaltung dazu über, den Reichsfunkverkehr für besonders wichtige Telegramme, die entsprechend hoch bezahlt werden, auszunutzen. Man schuf in den „Blitzfunktelegrammen“ eine besondere Art schneller Telegramme, die infolge ihrer Sonderbehandlung eine außerordentlich schnelle Beförderung dieser Telegramme ermöglicht. Blitzfunktelegramme beanspruchen heute durchschnittlich von der Auflieferung durch den

Absender bis zur Zusprechung an den Empfänger 10—15 Min. Zeit. Von dieser Einrichtung soll Gebrauch gemacht werden, wenn es sich um Telegramme von solcher Wichtigkeit handelt, daß die Gebührenfrage keine Rolle spielt. Durch die Erhebung hoher Gebühren (seit 1. 9. 250 M. für das Wort) bestand die Möglichkeit,

1. besondere Vorkehrungen zur Beschleunigung, verbesserte Zusprecheinrichtung usw., zu treffen,
2. zu verhindern, daß von der Einrichtung auch in nicht besonders dringenden Fällen Gebrauch gemacht wird, denn die Betriebsleistung ist naturgemäß nur beschränkt und eine Überlastung der Linien würde den Charakter des blitzartigen Verkehrs vernichten.

Der Anfang Februar d. J. eingeführte Blitzfunkverkehr befindet sich in rasch aufsteigender Entwicklung. Auf dringenden Wunsch des Handels sind neue Orte hinzugekommen, so daß sich der Verkehrsumfang trotz der hohen Gebühren bisher bereits um das Zwanzigfache gesteigert hat. Die Einführung dieses Dienstes hat hiernach offenbar einem wirklichen Bedürfnis abgeholfen; es steht zu erwarten, daß eine endgültige Einführung der Telegraphenverwaltung eine neue Quelle nicht unbeträchtlicher Einnahmen erschließen wird.

Außerdem werden auf dem Reichsfunknetz auch „Überseetelegramme“, die infolge ihrer Wichtigkeit und der Höhe der Gebühren eine besondere Einnahmequelle für die Telegraphenverwaltung bieten und daher Beschleunigung beanspruchen können, befördert. Auf diesem neuen Wege sehen wir das engste Zusammenarbeiten der überseeischen Funklinien über die Betriebszentrale Transradio mit dem innerdeutschen Funknetz, so daß Telegramme von und nach Übersee in ähnlicher Weise wie Blitzfunktelegramme auf schnellstem Wege aus und nach den Haupthandelsstädten Deutschlands funktelegraphisch zur und von der Übersee-Betriebszentrale hin- und zurückgeleitet werden.

D. Rundspruchdienst.

Der neuste Markstein in der Weiterentwicklung des deutschen Funkdienstes ist die Einführung des drahtlosen Rundspruchs für wirtschaftliche Zwecke. Nachdem bereits 1919 mit Erfolg praktische Versuche zur Ausnutzung des Funkempfangsnetzes für die Verbreitung von Nachrichten von einer Zentrallstelle aus angestellt worden waren, wurde der Presse und den Nachrichtenorganisationen angeboten, dieses Empfangsnetz für Rundspruchzwecke zu benutzen. Aus verschiedenen Gründen

kam es jedoch leider zu keinem Zusammenschluß der Presseorganisationen, so daß sich die Reichs-Telegraphenverwaltung genötigt sah, um dieses Gebiet zu fördern, selbst vorzugehen. Schon damals wurden unter der Bezeichnung „Funkwirtschaftsdienst“ von der „Eildienst für amtliche und private Handelsnachrichten G. m. b. H.“ ausführliche Berichte über ausländische Devisen und Warennotierungen gegen Gebührenerhebung täglich mehrere Male funktelegraphisch verbreitet. Neben dem funktelegraphischen Rundfunkdienst waren gleichzeitig umfangreiche Versuche mit drahtloser Telephonie angestellt worden, wobei es sich ergab, daß die drahtlose Telephonie als das einfachste und billigste Betriebsmittel für den geplanten Rundfunkdienst vorzusehen sei. Nachdem von den drei Funkfirmen Telefunken, Huth und Lorenz ein Telephonieempfänger gemeinschaftlich entwickelt worden war, konnte an die Durchführung des Planes herangetreten werden. Ende Juni 1921 hatte das Reichspostministerium mit der Eildienst-Gesellschaft ein Abkommen über die Einrichtung eines drahtlosen Rundspruchwirtschaftsdienstes im Reiche getroffen. Die Aufgabe dieses Rundspruchdienstes besteht darin, ausländische Börsennotierungen für Devisen, Effekten und Waren, sowie wichtige andere Nachrichten wirtschaftlicher Natur innerhalb kürzester Zeit an alle in Frage kommenden Plätze des Deutschen Reiches gleichlautend zu verbreiten. Die Besprechung des in Königswusterhausen stehenden Telephoniesenders geschieht von den Geschäftsräumen des Eildienstes aus. Der Dienst ist am 1. 9. dem öffentlichen Verkehr übergeben worden. Rundspruchempfangsanlagen gibt es heute bereits in 150 Orten.

Die Reichs-Telegraphenverwaltung hat diesen schnellen Nachrichtendienst — Rundfunk- bzw. Rundspruchdienst sowie den Blitzfunkverkehr — eingeführt, um der Allgemeinheit zu nützen, indem sie als Verkehrsverwaltung an die Stelle vieler unkontrollierbarer Stimmungsnachrichten und zweifelhafter Gerüchte ein objektives Tatsachenmaterial stellt und allgemein durch den Funkdienst verbreiten läßt, ähnlich wie auch in England, Frankreich, den skandinavischen Ländern usw. die wichtigsten Wirtschaftsnachrichten auf schnellstem Wege verbreitet werden. Gerade durch diese schnelle Verbreitung der Devisenkurse und der Warenpreise, die befruchtend auf die Produktion wirkt, wird der wilden Spekulation entgegengearbeitet.

Auch der Plan eines europäischen Wirtschaftsrundfunkdienstes „Europradio“ ist inzwischen verwirklicht worden. An dem vorläufigen Probedienst nehmen zunächst folgende Länder teil: Deutsch-Österreich, Ungarn, Tschecho-Slovakei, Norwegen, die Schweiz und Spanien. Ver-

handlungen sind noch im Gange mit Rumänien, Italien, Litauen, Jugoslavien usw. Die Nachrichten werden von der Eildienst-Gesellschaft, beschafft und in vorläufiger Höhe von rund 600 Wörtern täglich zu bestimmt festgelegten Zeiten einstweilen durch die Großfunkstelle Nauen verbreitet. Ein stets wechselnder Verzifferungsschlüssel schützt gegen unbefugtes Mithören. Die Empfangsstellen der fremden Länder nehmen die Funksprüche auf und verteilen die Nachrichten an die Teilnehmer. Die guten Erfolge, die der „Europradio" dank der Wichtigkeit seiner Nachrichten und der Zuverlässigkeit seiner Verbreitung in der kurzen Zeit seines Bestehens aufzuweisen hat, lassen erhoffen, daß dieser Dienst, der für Europas wirtschaftlichen Wiederaufbau von größter Bedeutung ist, sich bald immer mehr einbürgert und sich die guten Auswirkungen auf die gegenseitigen Handelsbeziehungen bald bemerkbar machen werden.

Um ein betriebssicheres Arbeiten des Reichsfunkdienstes, des Blitzfunkverkehrs, des drahtlosen Telephonierundspruchs usw. zu ermöglichen, ist es unbedingt erforderlich, den funktelegraphischen Amateurbetrieb, der sich auch in Deutschland nicht aufhalten lassen wird, in geordnete Bahnen zu lenken. Die deutsche Reichsfunkkommission hat sich im Juni d. J. auf den sehr richtigen Standpunkt gestellt, daß der umfangreiche öffentliche Funkverkehr gegen Telegrammdiebstahl unbedingt gesetzlich geschützt werden muß, bevor selbst eine Freigabe bestimmter Wellenlängen erfolgt. Alles das, was auf dem Gebiete des öffentlichen Funkverkehrs in den letzten Jahren zum Wohl der Allgemeinheit durch systematische Arbeit mit vieler Mühe und großen Kosten geschaffen worden ist, wäre durch eine systemlose Freigabe der Funktelegraphie in private Hände mit einem Schlage vernichtet worden, während diese Entwicklung, wenn sie in richtige Bahnen geleitet wird, für die zukünftige Gestaltung des Nachrichtendienstes auch in Deutschland bedeutungsvoll werden kann.[1] So soll z. B. der vorstehend geschilderte Wirtschaftsrundspruchdienst noch weiter ausgebaut und der Allgemeinheit zugänglich gemacht werden, und zwar dadurch, daß mittels des drahtlosen Telephons allen Bevölkerungsschichten ermöglicht wird, Vorträge künstlerischer, politischer, wissenschaftlicher und sozialer Art auf drahtlosem Wege zu hören. Als erste Stufe ist beabsichtigt, an allen Orten, in denen das nötige Interesse vorhanden ist, in einer Schulaula oder in einem sonst geeigneten Raume, einen drahtlosen Empfangsapparat mit Lautsprecher aufzustellen und die aufgenommenen Vorträge usw. so zu verstärken, daß sie einer größeren Zuhörerschaft zu Gehör ge-

1) Vgl. Graf Arco und E. Nesper in „Hansa" Nr. 37 v. 9. Sept. S. 1103/4.

bracht werden können. Als weitere Stufe kommt die Abgabe von Empfangsapparaten zum Mithören auch an Einzelabonnenten und u. U. die Einrichtung von lokalen Rundfunksendern in Frage. Mit Rücksicht auf die Finanzlage des Reiches hat die Reichs-Telegraphenverwaltung die Durchführung der neuen Aufgabe der Studiengesellschaft „Deutsche Stunde für drahtlose Belehrungen und Unterhaltungen" übertragen, die auf eigene Kosten zunächst in 10 Städten einen Versuch durchführen wird, um zu prüfen, ob der geschilderte Gedanke bei der Bevölkerung den gedachten Anklang findet.

Um eine gewisse Einheitlichkeit in den von der Reichs-Telegraphenverwaltung zu genehmigenden Empfangstypen zu bekommen, erscheint es zweckmäßig, ähnlich wie in England, nur eine beschränkte Zahl von Firmen zum Aufbau dieses lokalen Rundspruchs zuzulassen und zwar kämen wohl nur solche Fachfirmen in Frage, die auf dem Gebiete der Funktelegraphie bereits früher gute Leistungen aufzuweisen hatten; hierdurch würde verhindert, daß sich eine größere Zahl neuer Firmen bilden, die lediglich die günstige Geschäftslage ausnutzen und nach kurzer Zeit wieder verschwinden, womit weder der Volkswirtschaft noch der Entwicklung der Funktelegraphie gedient wäre.

Wegen Einzelheiten über Organisation dieses lokalen privaten Rundspruchdienstes darf auf den Vortrag hingewiesen werden, den Staatssekretär Dr. Bredow vor der deutschen Presse im Reichspostministerium am 2. 9. d. J. gehalten hat und der auszugsweise in der Deutschen Verkehrszeitung vom 8. 9. wiedergegeben ist.

E. Öffentlicher Küstenfunkverkehr und Pressedienst der Großfunkstellen.

Nachdem die Küstenfunkstellen wieder in den öffentlichen Verkehr gestellt worden waren, wurden sie von der Reichs-Telegraphenverwaltung auch mit ungedämpften Sendern ausgerüstet, um die große Reichweite dieses Geräts auszunutzen und Versuche mit drahtloser Telephonie anzustellen, die zunächst in der Hauptsache zur Verbreitung allgemeiner Nachrichten (Wettermeldungen usw.) dienen soll. Der ungedämpfte Funkverkehr der Hauptküstenfunkstelle Norddeich im öffentlichen Küstenverkehr mit deutschen Schiffen hat sich so bewährt, daß eine Ausdehnung dieses Verkehrs auch auf fremdländische Dampfer erfolgen könnte. Auch der Ausbau der Küstenfunkstellen zum Duplexverkehr und die Ausrüstung mit Peilgerät ist in die Wege geleitet. Über die weitere Entwicklung und gesetzliche Regelung dieser lokalen Rundspruchveranstaltungen wird später nach endgültiger Regelung durch die Reichsbehörde noch Näheres mitzuteilen sein.

Neben dem amtlichen und privaten Telegrammverkehr ist die Großfunkstelle Nauen täglich mit umfangreichem Pressedienst beschäftigt. Für die weitentfernten überseeischen Empfangsstellen in anderen Erdteilen wird die „Tranzozeanpresse“ (500 Wörter täglich) übermittelt. Für Europa und die benachbarten Länder gibt Nauen heute täglich 2 mal einen deutschen Nachrichtendienst von zusammen 1000 Wörtern. Dieser funktelegraphische Pressedienst ist auch für die Bordfunkstellen unserer Handelsschiffe von größtem Interesse. Die Nachrichten werden an Bord der größeren Passagierdampfer in Form einer Bordzeitung dargeboten, die kostenlos an die Fahrgäste zur Verteilung gelangt.

Bericht über die Hundertjahrfeier deutscher Naturforscher und Ärzte in Leipzig, September 1922.

Von **Eugen Nesper.**

Es liegt in der Natur der Sache, daß bei einer Riesenversammlung aller Zweige der Naturwissenschaften und der Medizin, welche in 30 Abteilungen nebst Unterabteilungen gegliedert ist, für Physik, technische Physik und Hochfrequenztechnik nur ein geringer Bruchteil der Zeit und der Vortragsmöglichkeiten übrig bleibt. Infolgedessen kommt mit Bezug auf die genannten Fächer der Leipziger Versammlung schon von vornherein nicht die Bedeutung zu, welche die Physikertagung in Jena im September 1921 aufzuweisen hat. Es kommen aber noch eine Reihe anderer Umstände innerer und äußerer Natur hinzu, welche die Auswertung der Leipziger Tagung erschwerten, bzw. unmöglich machten.

Zunächst ist Leipzig als gegenwärtig am industriellsten ausgebildete Messestadt mit verhältnismäßig großen Entfernungen und sonstigen Erschwernissen für eine derartige wissenschaftliche Veranstaltung bei weitem nicht so geeignet, wie eine kleinere Universitätsstadt. Dann aber hatte man wohl von vornherein nicht mit einer so großen Gesamtbeteiligung gerechnet, wie sie sich tatsächlich geltend machte. Infolgedessen erhielt eine erhebliche Zahl der Teilnehmer weder die Programme und Abzeichen, noch die sonstigen Behelfe, welche für die Benutzung der Vorträge zweckmäßig und notwendig sind. Es kamen aber noch mehrere andere Umstände hinzu, welche störend wirkten. Die Vorträge und die Zeiten waren vielfach noch



kurz vor ihrem Beginn nicht festgelegt und den Teilnehmern nicht bekannt gemacht worden. Außerdem waren Vorträge der technischen Physik, bzw. der Hochfrequenztechnik auf den 18., 19. und 21. September gelegt, so daß ein Aufenthalt von 4 Tagen erforderlich war, um alle Vorträge anhören zu können. Dieses war bei den heutigen wirtschaftlichen Verhältnissen und der verhältnismäßigen Kostspieligkeit des Lebens in der Messestadt den meisten nicht möglich. Infolgedessen konnte nur der weniger günstige, eingangs geschilderte Eindruck mit Bezug auf die Vorträge der technischen Physik und Hochfrequenztechnik zustande kommen.

Wie verlautet, soll die nächste Physikertagung in Bonn stattfinden. So erfreulich es auch für viele sein mag, durch die Jahresversammlungen andere Städte kennen zu lernen, so erscheint doch die Wahl einer an der Peripherie des Reiches gelegenen Stadt schon mit Rücksicht auf die Reiseverteuerung, welche den meisten Teilnehmern erwächst, nicht unbedenklich. Hierzu kommt noch, daß die Lebensführung im besetzten Gebiet erheblich kostspieliger ist als in einer Stadt Mitteldeutschlands, welche von den meisten Interessenten erheblich einfacher und billiger zu erreichen ist.

Aber abgesehen von Vorstehendem besteht ein Mangel mancher Vorträge in der Nichtbeachtung des Grundsatzes, mit möglichster Kürze tunlichst ohne historische Daten und auch ohne mathematische Ableitungen das wesentlich Neue darzustellen. Es kommt bei diesen Vorträgen in der Hauptsache darauf an, Resultate in anschaulicher Form wiederzugeben, wobei die notwendigen Formeln und Schaltschemata usw. als Lichtbilder dargestellt werden sollten. Auch die Anordnungen, welche zu ev. Demonstrationen dienen, sollten außerdem noch als Projektionsbilder gezeigt werden, da die Apparate selbst meist nur einem geringen Bruchteil der in der Nähe sitzenden erkennbar sind. Alles übrige muß den Druckschriften über den betreffenden Gegenstand vorbehalten bleiben.

Aber abgesehen von diesem grundsätzlichen Schema wird auch häufig im Vortragsthema selbst gegen wichtige Anforderungen verstoßen. Vorträge auf derartigen Tagungen können aus drei Gründen für die Teilnehmer von Interesse sein:

1. Wenn der Vortragende etwas prinzipiell Neues mitteilt.
2. Um einen Tätigkeitsbericht des letzten Jahres zu erstatten.
3. Um von der Persönlichkeit des Vortragenden, den manche bis dahin nur literarisch kennen gelernt haben, einen Eindruck zu erhalten.



Die Fixierung der vorangegangenen Gesichtspunkte soll aber in keiner Weise die außerordentlichen Bemühungen der Veranstaltenden oder der Vortragenden herabsetzen. Es muß insbesondere unter den heutigen Verhältnissen dankbarst anerkannt werden, daß die Vortragenden und deren Organisationen nicht die großen Mühen und Kosten gescheut haben, im allgemeinen sehr wohlgelungene Demonstrationen vorzuführen. Es ist aber zu hoffen, daß durch eine zweckmäßigere innere und äußere Organisation dieser Veranstaltungen in Zukunft eine noch größere Resonanz und ein besserer Wirkungsgrad erzielt werden, als dies in diesem Jahre der Fall war. Aufbau und Verlauf der meisten vorjährigen Vorträge haben dieses übrigens gezeigt.

In alphabetischer Reihenfolge wurden auf dem Gebiete der Hochfrequenztechnik, bzw. der technischen Physik nachstehende hier interessierende Vorträge[1]) gehalten:

1. **G. Graf Arco**, 18. Sept. 1922, nachm.: „Moderner Schnellempfang und Schnellsenden". Leider war es mir nicht möglich. diese Ausführungen persönlich mit anzuhören. Wie mir der Herr Vortragende mitteilte, entsprechen dieselben im wesentlichen seiner Originalarbeit im Jahrbuch **19**, 1922, S. 338 ff.

2. **A. Esau**, „Atmosphärische Störungen". 21. Sept. 1922, nachm.

Der Vortragende sprach über neuere Untersuchungen des Einflusses der Atmosphäre auf die Fortpflanzung und die Beschaffenheit elektrischer Wellen.

Im Gegensatz zu den bisher vorliegenden Messungen der Absorption der Wellen über Entfernungen von etwa 6000 km ergab sich bei Entfernungen von 12 000 km und mehr ein viel stärkerer Einfluß als man bisher annahm, während bei kürzeren Entfernungen Wellen von mehr als 20 km bei Tag und Nacht ungefähr die gleiche Empfangsintensität besitzen, ergeben sich bei 12 000 km noch erhebliche Unterschiede, die bis 1 : 3 betrugen.

Es ergab sich außerdem, daß die Absorption in den verschiedenen Richtungen ganz verschieden ausfiel. So konnte für eine Welle von etwa 15 km, die bei nahezu gleicher Entfernung einmal von Osten das andere Mal von Westen aufgenommen wurde, ein Verhältnis der Intensität von 1 : 100 festgestellt werden.

---

1) Ich verdanke die Referate bzw. deren Unterlagen z. T. den Herren Vortragenden. Originalarbeiten sollen nach Möglichkeiten im Jahrbuch abgedruckt werden. Nesper.



Der Vortragende äußerte sich ferner über Beobachtungen in bezug auf die Neigung des elektrischen Vektors der Wellen. Mittels einer außerordentlich einfachen Methode (einseitig gerichteter Empfangsanordnung) gelang es, zwar nicht die absolute Neigung dieser Größe festzustellen, wohl aber die Änderung des Neigungswinkels und zwar mit einer überraschend großen Genauigkeit. Die Beobachtungsresultate ergaben sowohl täglich wiederkehrende und regelmäßig verlaufende Änderungen als auch solche, die bei Änderung der Oberflächenbeschaffenheit (Feuchtigkeit) eintreten. Bereits Bruchteile eines Grades konnten mit großer Sicherheit festgestellt werden.

Übergehend zu den eigentlichen atmosphärischen Störungen, die beim Empfang allgemein bekannt sind, zeigte A. Esau, daß ihr Charakter außerordentlich verschieden ist. Aus dem sehr umfangreichen Beobachtungsmaterial folgt, daß man sie ihrem Ursprung und ihrem Verhalten nach in drei Klassen einteilen kann.

Die 1. Klasse ist charakterisiert durch sehr schnelle, aufeinanderfolgende einzelne Stöße; ihre starke Richtfähigkeit wird der Einwirkung der Sonnenstrahlung zugeschrieben. Sie erreichen anfangend nach Sonnenaufgang ihre größte Stärke in den Nachmittagsstunden, um bei Sonnenuntergang außerordentlich rasch an Stärke abzunehmen.

Nach Sonnenuntergang erscheint eine 2. Art, die sich zusammensetzt aus zeitlich deutlich getrennten Einzelstößen, deren Intensität mit fortschreitender Dunkelheit wächst, um bei Eintritt der Morgendämmerung zu verschwinden. Ihre Richtfähigkeit ist sehr wenig ausgesprochen.

Außer diesen regelmäßig verlaufenden Störungen existiert noch eine 3. Art, die herrührt von mehr oder weniger entfernten Gewitterherden. Ihr Herkunftsort kann mittels geeigneter Beobachtungen festgestellt werden. Ihre Intensität ist abhängig von der Entfernung des Gewitterzentrums, ebenso wie auch die Richtung.

Zum Schluß zeigte der Vortragende, welche Verbesserungen durch besonders scharf gerichtete Antennen in der Aufnahmemöglichkeit drahtloser Signale im letzten Jahre erzielt worden sind.

3. **E. Geissler**, „Quantitative Messung der Beeinflussung von Telephonie-Sendern." 21. Sept. 1922, nachm.

Zur Charakterisierung eines Telephoniesenders muß neben der bisher nur üblichen Angabe der Antennenleistung auch der Grad der telephonischen Beeinflussung festgelegt, d. h. ein Maß dafür geschaffen werden, wie stark die Antennenenergie, bzw. der Antennenstrom telephonisch moduliert wird.

Da bei Sendern mit unsymmetrischer Beeinflussung, d. h. solchen, bei denen die Schwankungen des Antennenstromes in bezug auf den Mittelwert unsymmetrisch sind, ein allgemein gültiges Maß für die Beeinflussung schwer zu finden ist, beschränkt sich der Vortragende auf Sender mit symmetrischer Beeinflussung und definiert den sogenannten Beeinflussungs-Faktor

$$b = \frac{i_1 - i_0}{i_0} = \frac{i_0 - i_2}{i_0} \quad \text{bzw.} \quad b = \frac{i_1 - i_2}{2 i_0}$$

wo i_0 die Antennenstromamplitude im unbesprochenen Zustande, i_1 und i_2 die Maximal- beziehungsweise Minimal-Amplitude bei Beeinflussung des Mikrophons bedeutet. Diese Definition bezieht sich nur auf Sender mit symmetrischer Beeinflussung, d. h. auf Sender, bei denen die Differenzen $i_1 - i_2$ und $i_0 - i_2$ einander gleich sind.

Der Vortragende bespricht ferner Methoden, um den Beeinflussungsgrad auf einfache prüffeldmäßige Weise zu bestimmen. Die sogenannte „statische" Methode beruht darauf, die im Sender stetigen ineinander übergehenden Vorgänge in einzelne stabile Etappen zu zerlegen, und dadurch eine sogenannte Beeinflussungs-Charakteristik aufzunehmen.

Bei der zweiten Meßmethode wird durch die in einer mit der Antenne gekoppelten Spule induzierte Hochfrequenzspannung über eine Ventilröhre ein Kondensator aufgeladen, dessen Ladespannung proportional der jeweiligen Maximalamplitude in der Antenne ist, und die durch ein statisches Voltmeter gemessen wird.

Auf der Gleichrichterwirkung einer Hochvakuumröhre beruht ebenfalls eine dritte Methode, bei der die in der im Anodenkreis der Ventilröhre liegenden Kopplungsspule induzierte Hochfrequenzspannung durch eine Hilfsspannung so kompensiert wird, daß ein im Anodenkreis liegendes Galvanometer eben einen Ausschlag anzeigt.

Bei der vierten Methode, die auch im Versuch vorgeführt wurde, wird die induzierte Hochfrequenzspannung mittels zweier Ventilröhren in der üblichen Weise gleichgerichtet und der so entstehende Strom in einen Gleichstrom oder Wechselstrom getrennt, die leicht zu messen sind und aus denen sich sofort der Beeinflussungsfaktor b berechnen läßt.

4. **E. Leithäuser**, „Schaltungen für Schnellempfang." 21. Sept. 1922, nachm.

Der Vortragende ging von Schaltungen mit schwingendem Audion aus, wobei in richtiger Phase der Anstoß erfolgen muß. Es ist die Forderung aufzustellen, den Übergang vom Schwingzustand in den Nichtschwingzustand „weich" zu gestalten. Eine besondere Schaltung

von Leithäuser-Heintze wurde diskutiert und vorgeführt, bei welcher mit und ohne Dämpfungsreduktion gearbeitet werden kann. Die Röhre war zur weiteren Störungsbefreiung mit einem besonderen Draht-Schutznetz umgeben. Die mit Fernempfang vorgeführte Apparatur arbeitete sehr störungsfrei. Mit Doppelgitterröhren kann die Dämpfungsreduktion noch besser als mit einem Kondensator herbeigeführt werden. Für Schnelltelegraphie wurde ein Empfangsgleichrichter vom Vortragenden in Vorschlag gebracht.

5. **N. v. Korshenewsky**, „Über Parallel- und Hintereinanderschaltung von Zwischenkreisen." 21. Sept. 1922 nachm. Der Vortragende schildert die bei den verschiedenen Schaltungen auftretenden Schwingungsvorgänge in ähnlicher Weise wie in den sehr klaren Ausführungen in seiner Arbeit „Über Resonanzschaltungen zweier wenig gegeneinander verstimmter, nicht gekoppelter Schwingungskreise." (Jahrb. **20**, 1922, S. 164.)

6. **R. Pohle**, „Wahlanruf." 21. Sept. 1922 nachm. Der von der Huth-Gesellschaft für Funkentelegraphie ausgebildete Wahlanruf besteht in dem Rufgeber beim Sender und dem Rufnehmer beim Empfänger. Als Kriterium für die Selektivität werden mit dem Rufgeber verschieden lange Rufzeiten gesendet. Der ausgehende Ruf erregt alle Stationen mit gleicher Welle, infolgedessen werden alle Rufnehmer betätigt, und je nach Wahl melden sich dann entweder alle Stationen oder eine ganz bestimmte von ihnen.

Mit dieser Erfindung ist die Aufgabe der internationalen Seenotmeldung gelöst. Ferner wird dieser drahtlose Wahlanruf bald Verwendung finden im Dienste des Rundfunkspruchverkehrs, und schließlich ist damit eine drahtlose Anrufmöglichkeit gegeben, ähnlich dem Selbstwähler der Drahttelephonie.

Es ist mit der Huthschen Anordnung ermöglicht:

1. Von einer bestimmten drahtlosen Station, z. B. Leipzig, aus kann man auf gleicher Welle beliebige Stationen z. B. Berlin, München, Stuttgart, Dresden usw., sämtlich gleichzeitig zu bestimmter Zeit mit bestimmten Signalen drahtlos anrufen, und zwar ertönt auf allen Stationen ein Rufsignal.

2. Kann man von den verschiedenen Stationen auf gleicher Welle zu bestimmter Zeit nach Wahl eine ganz bestimmte Station z. B. Berlin drahtlos anrufen, d. h. das Rufsignal ertönt nur auf der gewählten Station, nicht aber auf den anderen Stationen. Auf diesen fällt für die Dauer des Gesprächs ein Besetztzeichen, das ihnen wie beim Drahttelephon meldet: „die Strecke ist besetzt".

7. **B. Rosenbaum**, „Neuere Ergebnisse der Radiozugtelephonie". 21. Sept. 1922, nachm.

Der Vortragende führte etwa folgendes aus:

Die Eisenbahnzugtelephonie beschäftigt schon seit langem die einschlägigen Fachkreise. Im Zeitalter der drahtlosen Telephonie war es naheliegend, daß sehr bald der Gedanke auftauchte, die Eisenbahnsignale den Zugführern durch Hochfrequenzwellen zu übermitteln. Versuche haben auch schon häufig stattgefunden, jedoch ist es über solche Bestrebungen nicht hinausgekommen. Nunmehr hat eine Lösung dieser Aufgabe nicht nur stattgefunden, sondern auch eine Erweiterung der Zwecke, so daß nicht nur telegraphische Zeichen- oder Signalübermittlungen, sondern vollkommene Gespräche mit dem fahrenden Zug geführt werden können. Als Mittel wird eine Kombination verwendet, zwischen der Drahtwellen- und der gewöhnlichen Hochfrequenztelephonie. Die Hochfrequenzströme werden auf die längs der Strecke sowieso laufenden Drähte geleitet, natürlich ohne den gewöhnlichen Verkehr dabei zu beeinflussen oder zu stören. An der Stelle, an welcher sich der Zug gerade in dem betr. Augenblick befindet, findet eine Übertragung durch die Luft auf die Auffangdrähte des Zuges statt. Der Zug ist mit einer kleinen Antenne ausgerüstet, welche sich über zwei D-Zugwagen erstreckt und eine Kapazität von ca. 100 cm besitzt. Im Verhältnis zu dieser kleinen Antenne sind die verwendeten Wellenlängen sehr lang. Es wird nämlich mit einer Wellenlänge von ca. 4000 m gearbeitet. Auch hier drückt sich die Doppelwirkung als reine drahtlose Raumtelephonie und als Drahtwellentelephonie aus, da für die Wellen längs Drähten möglichst lange Wellen und für die Raumtelephonie viel kürzere Wellen wünschenswert werden.

Besondere Mühe mußte dabei verwendet werden, die Schwierigkeiten auf der Strecke zu beseitigen. Die längs der Eisenbahn laufende Drahtleitung stellt ein Gebilde von etwa 50 Drähten dar. Diese Drähte laufen nun nicht ununterbrochen neben der Eisenbahn her. An einigen Stellen sind die Drähte nämlich in Kabel geführt — z. B. Eisenbahnstationen — an anderer Stelle kommen einige Drähte neu hinzu, die dann wieder in Kabel abzweigen und mehrmals verlassen die Drähte die Eisenbahnstraße und laufen dann in größeren Entfernungen vom fahrenden Zug.

In allen solchen Fällen müssen Schutzmaßnahmen getroffen werden, um die Hochfrequenzströme nicht durch die Kapazität der Kabel allzu stark zu schwächen. Das Einschalten von Drosseln und Überbrücken mittels Kondensatoren hat hier hauptsächlich Abhilfe geschaffen. Diese

Drosseln besitzen eine Selbstinduktion von ca. 10^{-7} cm, bei einem Widerstand von 2 Ohm. Statt Drosseln kommen auch Sperrkreise für die verwendeten Wellen in Frage. Es ist jedoch nicht nötig, sämtliche Drähte abzudrosseln, sondern es genügt in den meisten Fällen nur die tatsächlich angeschlossene Hauptleitung zu drosseln.

Sowohl die Sende- und Empfangseinrichtung auf dem Zug und in Berlin bzw. Hamburg sind nach der üblichen „Huth-Kühn-Schaltung" ausgeführt. Es werden Sender von ca. 5 bis 50 Watt benutzt. In beiden Fällen liegen Sender und Empfänger gleichzeitig an der Antenne bzw. an der Drahtleitung, so daß an ein und derselben Antenne ein Gegensprechen ohne Umschaltung stattfindet.

Das ortsfeste Eisenbahnfernsprechamt ist — sowohl in Berlin und Hamburg — nicht unmittelbar in der Stadt, sondern in Spandau bei Bergedorf untergebracht, weil die aus den Städten kommenden Telephonleitungen zuerst als Kabelleitung verlaufen und erst in Spandau, bzw. Bergedorf als Oberleitung weitergeführt sind. Auch diese Kabelzuleitungen sind zwecks Vermeidung von Verlusten abgedrosselt worden.

Im Gegensatz zu der gewöhnlichen Drahtwellentelephonie, bei der die Verbindung zwischen zwei ortsfesten Punkten mittels Hochfrequenztelephonie erfolgt, kommen hier die einzelnen Teile der Strecke und nicht nur die Gesamtstrecke wesentlich in Frage. Je nachdem, wo sich der Zug befindet, ist ein kleinerer oder größerer Teil der Drahtleitungen als wirksam zu betrachten. Die Untersuchungen haben ergeben, daß für 20 km ungefähr 1 Watt Sendeenergie, für 100 km = 5 Watt und für 300 km 20 Watt Energie vorhanden ist. Da zur Übertragung der Hochfrequenzwellen von dem Draht auf die Antenne des Zuges es erforderlich ist, ein Raumfeld auszubilden, werden die Sender und Empfänger an einem Draht und Erde angeschlossen, und nicht an zwei Drähten. Daraus folgt, daß auch die Dämpfung durch die Kabelstrecke eine größere ist. Die Messungen ergaben, daß hierbei eine Kabelstrecke ungefähr 50 bis 100 mal soviel Dämpfung darstellt, wie die Drahtleitung, also 1 km Kabel ungefähr soviel wie 75 bis 100 km Draht.

An den Endstellen Spandau bzw. Bergedorf sind Übertragungseinrichtungen in Brückenschaltung verwendet, die einen direkten Anschluß an das Ortsnetz Berlin und Hamburg ermöglichen, so daß ein Teilnehmer des Ortsnetzes durch Umschalten direkt mit dem Teilnehmer auf dem Zuge spricht.

Bei dem Vortrag wurde zur Demonstration das Zuggespräch mittels einer gewöhnlichen Postfernleitung in den Vortragssaal nach



Leipzig geleitet, wobei eine größere Zahl von Zuhörern die Gespräche mit anhören konnten.

8. **H. Rukop**, „Reiss-Diagramme von Senderöhren“. 21. Sept. 1922. Der Vortragende behandelte in überaus anschaulicher Weise die Vorgänge, die in rückgekoppelten Sendern auftreten. Insbesondere mit bezug auf das Nichteinsetzen der Schwingungen werden die Möglichkeiten durch Messung, Rechnung und Diagramme (v. d. Pool, Blondel, Zenneck, Mauz, Rukop) kurz besprochen. Auf die Unverwendbarkeit der „Schwingkennlinienmethode“ von Möller für die Praxis wird hingewiesen. Der Vortragende zeigt an Hand einer großen Zahl von Reißdiagrammen (Antennenstrom als Funktion der Gitterspannung) wie man sofort für jeden Punkt feststellen kann ob in dem betreffenden Bereich des Diagramms Schwingungen zu erwarten sind, oder ob man in ein schwingungsloses Gebiet hineinkommt. Es läßt sich ferner hieraus ableiten ob harte oder weiche Schwingungen zu erwarten sind, ferner ob eine für das Arbeiten höchst unerwünschte „Inselbildung“ auftritt. Bei Aufnahme des Kreiswiderstandsdiagramms kann man dasselbe durch eine Absorptionsröhre sehr verbessern. Auch die Aufnahme der Anodenspannungs-Reißdiagramme läßt besonders übersichtliche Bilder ergeben, wobei das Vorhandensein eines Gitterwiderstandes die Diagramme sehr kompliziert. Es entstehen im Diagramme eigentümliche zungenartige Gewinde, welche auf das Auftreten eines „Trillertons“ schließen lassen. Schließlich diskutiert der Vortragende Anodendiagramme mit Gitterwiderstand.

Es ist zu hoffen, daß beim Zusammenfassen aller Röhrendiagramme H. Rukop sich endlich entschließen wird das Röhrenbuch zu schreiben, zu dem er berufen erscheint, wie kaum ein anderer.

9. **C. Schwarz**, „Erfahrungen der Praxis mit Drahtwellentelephoniestationen an Hochspannungsleitungen.“ 21. Sept. 1922, nachm.

Die Energieübertragung elektromagnetischer Wellen ist in der Nachbarschaft elektrischer Leiter weit wirksamer als bei Übertragung durch den freien Raum. Man macht in der Praxis der drahtlosen Telegraphie davon Gebrauch, wenn es sich um die Verbindung zweier Orte handelt, zwischen denen eine Drahtleitung (Telephon- oder Telegraphendrähte, Hochspannungsleitungen) vorhanden ist, um an Energie zu sparen. (Drahtwellenstationen.) Zur Übertragung der elektromagnetischen Wellen auf die Leitung können Antennen, Kondensatoren oder Induktionsspulen dienen. Für Elektrizitätswerke bietet sich hierin die Möglichkeit einer gegenseitigen telephonischen Verständigung, welche

die bekannten Mängel der Betriebstelephone mit Drähten an Hochspannungsmasten vermeidet.

Da der Drahtwellenverkehr an die Hochspannungsleitung gebunden ist, war zu untersuchen, welchen Einfluß verschiedene mögliche Schaltzustände wie Erdung, Unterbrechungen, Drahtbrüche u. dgl. haben. Versuche haben gezeigt, daß der Drahtwellenverkehr aufhört, wenn auf der Strecke zwischen zwei Stationen die Leitung in allen drei Phasen — es kommen praktisch nur Drehstromleitungen in Betracht — etwa durch Trennschalter unterbrochen ist. Stellt man aber die durchgehende metallische Verbindung auch nur eines Leiters wieder her, so ist der Verkehr wieder möglich. Drahtbruch in einer und selbst in zwei Phasen schadet also nicht, und zwar auch dann nicht, wenn die herabhängenden Enden zufällig oder mit Absicht geerdet sind. Ja selbst die Erdung aller drei Phasen ist nicht nachteilig, wenn sie auf der Strecke und nicht unmittelbar bei einer Drahtwellenstation vorgenommen wird. Im letzteren Fall allerdings hört der Drahtwellenverkehr auf. Aber auch hier zeigt die Erfahrung einen Ausweg; der Verkehr kommt wieder in Gang, wenn an der einen Station nur zwei Phasen, die dritte aber an der Gegenstation an Erde gelegt werden. Diese Erfahrungen gelten für Anlagen, bei denen Antennendrähte zur Kopplung mit der Kraftleitung benutzt wurden. Ob sie auch für Kondensator-Kopplung zutreffen, steht dahin.

Eine Trennstelle (Trennmesser) auf freier Strecke oder in Unterstationen läßt sich für Hochfrequenz durch kleine Kondensatoren überbrücken, die aber für die Betriebsspannung isoliert sein müssen. Um die Hochfrequenz von einem nicht gewünschten Weg abzusperren, müßte man Drosseln mit gleichem Kupferquerschnitt und Isolation wie für die Freileitung bauen, aber mit einer Induktivität, die weit höher ist als diejenige der gebräuchlichen Schutzdrosseln. Letztere zeigten jedenfalls keine absperrende Wirkung.

Es wurden zwei Drahtwellen-Telephonieanlagen beschrieben, die von der Huth-Gesellschaft für Funkentelegraphie, bei Kraftwerken in der Schweiz errichtet worden sind. Beide Anlagen arbeiten mit Anruf und mit Gegensprechen (keine Umschaltung zwischen Sprechen und Hören), und umfassen je drei Stationen: Eine in der Mitte gelegene Zentralstation kann jeweils mit den beiden Endstationen in Verkehr treten, bzw. von dort angerufen werden. Bei einer der Anlagen sind die beiden Endstationen mit dem örtlichen Telephonamt verbunden, so daß man entweder von einer beliebigen Sprechstelle des Amtes selbst oder sogar von einem anderen Ort über die Fernleitung und an-

schließend über die Drahtwellenstrecke mit der Zentralstation ohne Umsprechen verkehren kann.

Die eine Anlage untersteht zurzeit einem Probebetrieb. Die andere ist vorläufig in Betrieb genommen, um später für den wahlweisen Verkehr aller drei Stationen umgebaut zu werden. Aus diesem Grunde ist sie von vornherein mit sogenanntem „Wahlanruf" ausgerüstet worden, d. h., wenn eine Station eine andere anruft, ertönt nur auf letzterer das Rufsignal nicht auch auf der dritten, obwohl ein und dieselbe Wellenlänge für den Verkehr benutzt ist. (Siehe das Referat „R. Pohle".)

10. **H. Schieferstein**, „Anwendung der mechanischen Schwingungstechnik auf neue Apparate und Werkzeuge." 19. Sept. 1922, nachm.

Die Ausführungen Schiefersteins fallen nicht rein in das Gebiet der Hochfreqnenz-Schwingungstecknik, es können jedoch eine ganze Reihe wertvoller Resultate der elektrischen Schwingungstechnik, die sich in ihren Anfängen vielfach auf bekannte Erscheinungen aus der Mechanik und Akustik stützte, bei der Entwicklung der mechanischen Schwingungstechnik nutzbringend verwendet werden und es ist selbstverständlich, daß Erscheinungen, die in der Elektrotechnik schwer übersehbar sind, unter Umständen dann wieder rückwirkend durch die Mechanik gefördert werden können. Die erwähnten Arbeiten Schiefersteins über mechanische Schwingungen sind daher auch von großem Interesse für die elektrische Schwingungstechnik.

Die Ausführungen des Vortragenden waren etwa folgende:

Während in der für sich betrachteten hin- und hergehenden Masse, wie sie vielfach im Maschinen- und Apparatebau zur Anwendung gelangt, in jedem Totpunkt die Energie Null werden muß und dementsprechend vernichtet wird oder an benachbarte Organe übertragen wird, wird in dem aus Masse und elastischen Mitteln bestehenden schwingungsfähigen System kinetische Energie in potentielle umgewandelt.

Im ersten Falle geht somit je nach Art des Mechanismus ein Teil oder die gesamte Beschleunigungsenergie verloren, während im zweiten Falle die gesamte Energie innerhalb des Systems in schwingender Form erhalten bleibt.

Hieraus resultiert ein mehr oder minder schlechter Wirkungsgrad für die ersterwähnten und ein vorzüglicher Wirkungsgrad für die letzterwähnten Systeme. Es entsteht somit nach dieser Erkenntnis die Frage, ob es möglich ist, schwingungsfähige Systeme, die seither nicht

in der Maschinentechnik verwendet wurden, an Stelle des bisher gebräuchlichen hin- und hergehenden Massen einzuführen.

Schieferstein zeigte an Hand von Schaltungen, Abbildungen und Modellen praktische Ausführungsformen mechanischer schwingender Systeme für eine ganze Reihe von Anwendungsgebieten.

Ein derartiges mechanisches schwingendes System besteht grundsätzlich

1. aus einem erregenden Teil (dem Oszillator),
2. aus dem erregten Teil (dem Resonator) und
3. aus der beide Systeme verbindenden elastischen Kupplung.

Verwendet man also als erregendes System eine umlaufende Kurbel, als erregtes System eine aus Masse und elastischen Mitteln bestehendes Gebilde und verbindet man beide durch ein elastisches Mittel, die Kupplung, so erhält man ein mechanisch schwingendes System, welches ein weitgehendes Analogon zum kontinuierlich erregten elektrischen schwingenden System darstellt.

Vorrichtungen dieser Art sind, wie gezeigt wurde, ohne weiteres in Mähmaschinen, Schlagwerkzeugen und anderen Mechanismen anwendbar. Benutzt man als schwingungsfähige Gebilde ein Pendel, so kann der beschriebene Mechanismus auch zur Steuerung von Uhren verwendet werden, wobei durch Anwendung eines Sekundärsystems noch besondere Vorteile erzielbar sind. Es ist jedoch auch denkbar, den grundlegenden Gedanken im Bau von Explosionsmotoren und anderen schnellaufenden Kraftmaschinen anzuwenden. Ferner kann das schwingungsfähige System als elastische Fläche zur Luftförderung nach Art eines Propellers bzw. zur Hervorbringung von Vortriebsleistungen an Gleitbooten, Flugzeugen usw. verwendet werden. Auch hierbei ist der erzielbare hohe Wirkungsgrad von ganz hervorragender Bedeutung.

Zwischen das bekannte Gebiet der elektrischen Schwingungen und das neue Gebiet der rein mechanischen Schwingungen schiebt sich jedoch noch ein drittes Gebiet der sogenannten elektro-mechanischen Schwingungen ein. Das Telephon, der Unterwasser-Schallsender, das elektrische Läutewerk und andere Mechanismen sind bekannte Anwendungsbeispiele hierfür.

Ein neues Anwendungsgebiet stellt die oszillierende elektrische Maschine dar. Ein oszillierender Synchronmotor, der auf 50 periodigen Wechselstrom abgestimmt war, wurde vom Vortragenden vorgeführt. Der Motor hat außer anderen interessanten Eigenschaften, dem gewöhnlichen Synchronmotor gegenüber den Vorteil, daß er von selbst anläuft.



Es ist anzunehmen, daß nachdem der Gedanke, abgestimmte Systeme im Maschinen- und Apparatebau zu verwenden, nun einmal ausgesprochen ist und überdies gezeigt wurde, daß dieser auch praktisch verwendet werden kann, neue große Arbeitsgebiete für die Schwingungstechnik entstehen werden.

Die Brauchbarkeit der Parallelohmmethode für Lautstärkemessungen in der Funktelegraphie.

Von **M. Bäumler.**

(Mitteilung aus dem Telegraphentechnischen Reichsamt.)

Im Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, Bd. 8, 1914, S. 212, haben Klages und Demmler eine Untersuchung über Lautstärkemessungen nach der Parallelohmmethode und ihre quantitative Brauchbarkeit veröffentlicht, bei der zum Empfang entsprechend dem damaligen Stand der Technik Kristalldetektoren oder Tikker verwendet worden sind. Sie kommen zu dem Ergebnis, daß die Angaben der Parallelohmmethode ohne Prüfung der näheren Umstände quantitativ nicht brauchbar sind. Es zeigte sich besonders, daß die Messungen für gleiche Sendestromstärken verschiedene Widerstandswerte ergaben, so daß die Methode als nicht zuverlässig anzusehen ist.

Nach Einführung der Elektronenröhren in die Funktechnik liegt es nahe, eine Untersuchung anzustellen, ob die Parallelohmmethode mit der Verwendung von Röhren als Detektor sowie ungedämpfter Schwingungen an Brauchbarkeit gewonnen hat. Der Gang und die Ergebnisse der Untersuchung werden nachstehend mitgeteilt.

1. Versuchsanordnung.

Als Sender wurden benutzt:

a) in Döberitz ein 1 kW-Röhrensender der Firma Telefunken;
b) in Königswusterhausen ein 30 kW-Röhrensender derselben Firma.

Als Empfänger dienten:

a) das Audion-Rückkopplungsgerät E 225 der Firma Telefunken;
b) eine für Meßzwecke zusammengestellte Anordnung aus einem Zweirohr-Hochfrequenzverstärker mit kapazitiver Rückkopp-

lung nach Leithäuser-Heegner[1]), dahinter geschaltetem Niederfrequenzverstärker und besonderem Überlagerer.

Empfangen wurde in Berlin bei der Abteilung Versuche des Telegraphentechnischen Reichsamts, Königgrätzer Str. 20 und in Strelitz bei der Versuchsfunkstelle.

Parallel zum Fernhörer wurde ein Hörbarkeitsmeßkasten der Signalgesellschaft in Kiel, Typ PW 17 P 2[2]) geschaltet, der häufig zu Lautstärkemessungen verwendet wird. Die Hörbarkeitsstufen folgen in Abständen von je 25 °/₀ aufeinander; eine feinere Unterteilung ist zwecklos, da mit dem Ohr einer feineren Widerstandsteilung entsprechende Lautstärkeänderungen nicht wahrgenommen werden können.

2. Prüfung der Empfangsanordnung.

Der Hörbarkeitsmeßkasten hat folgendes Schaltschema (Fig. 1):

Die Messungen werden in der Weise ausgeführt, daß der dem Fernhörer parallel geschaltete Widerstand so lange verkleinert wird, bis der Ton im Fernhörer verschwindet.

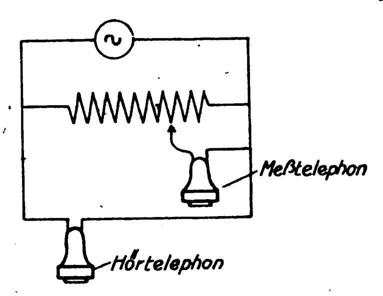


Fig. 1. Schaltschema des Hörbarkeitsmeßkastens.

Für hochohmige Meßtelephone und einen vorgeschalteten Widerstand, der etwa sechsmal größer ist als der abgegriffene, d. h. bis zur Hörbarkeit 50 ist die Hörbarkeit $\left(= \frac{1}{\text{Parallelohm}} \cdot \text{Konstante}\right)$ proportional dem durch den Hörbarkeitskasten fließenden Gesamtstrom (Aus-

1) G. Leithäuser und K. Heegner, Über Schwingungserzeugung mittels zweier Elektronenröhren (Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, Bd. 17, 1921, S 21).

2) Eine genauere Beschreibung und Berechnung des Hörbarkeitsmeßkastens war von der Signalgesellschaft auf eine Anfrage bereitwilligst mitgeteilt worden.

gangsstrom der Empfangsanodnung).[1]) Man kann also für relative Messungen an Stelle der Hörbarkeitsstufen die dazu gehörenden reziproken Parallelohmwerte verwenden, was bei der Untersuchung geschehen ist. weil die für den Meßkasten vorgeschriebenen Telephone von 4000 Ω Widerstand nicht vorhanden waren; benutzt wurden solche mit 3600 Ω Widerstand.

Nach vorstehenden Erörterungen müßte also ein Diagramm der Hörbarkeit bzw. der reziproken Werte der Parallelohm in Abhängigkeit von

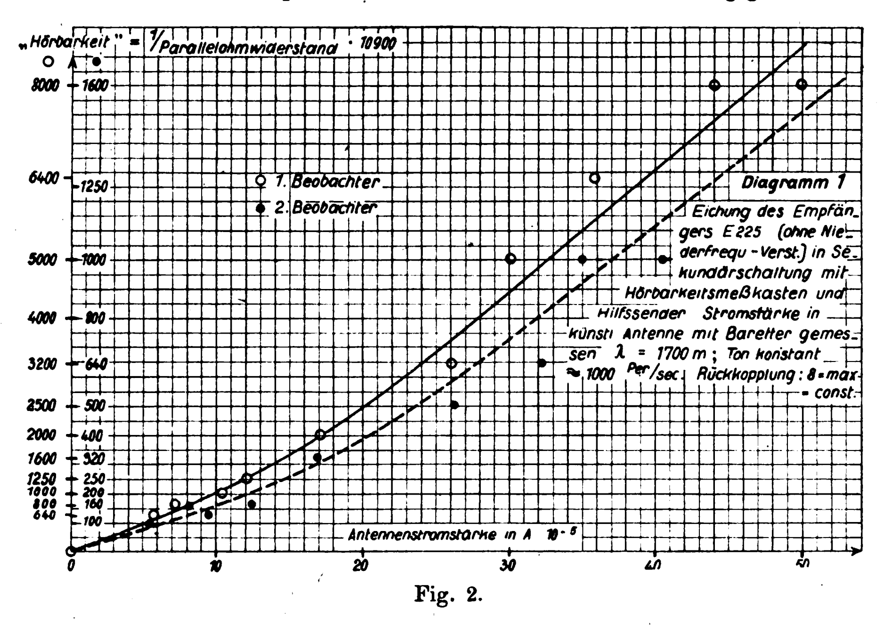


Fig. 2.

der Ausgangsstromstärke der Empfangsanordnung eine gerade Linie ergeben. Soll diese Kurve auch für den aufgenommenen Antennenstrom gelten, so muß zwischen diesem und dem Ausgangstrom ebenfalls eine lineare Beziehung bestehen. Der Empfänger E 225 in Berlin ist daraufhin untersucht werden, indem von einem Hilfssender mit konstanter Frequenz und bei konstanter maximaler Rückkopplung des Empfängers gesandt und die Stromstärke in einer künstlichen Antenne mit Baretter gemessen wurde. Dabei haben sich für zwei Beobachter die Kurven des Diagramms 1 (Fig. 2) ergeben. Man sieht, daß die Bedingung des

1) Klages und Demmler hatten die Parallelohmwerte aufgetragen und daher eine Hyberbel für die Abhängigkeit von der Sendestromstärke erhalten.



geradlinigen Verlaufs annähernd erfüllt ist. Der Röhrencharakteristik entsprechend steigt die Kurve langsam an, um alsdann in eine gerade Linie überzugehen. Für genaue Messungen ist es daher notwendig,

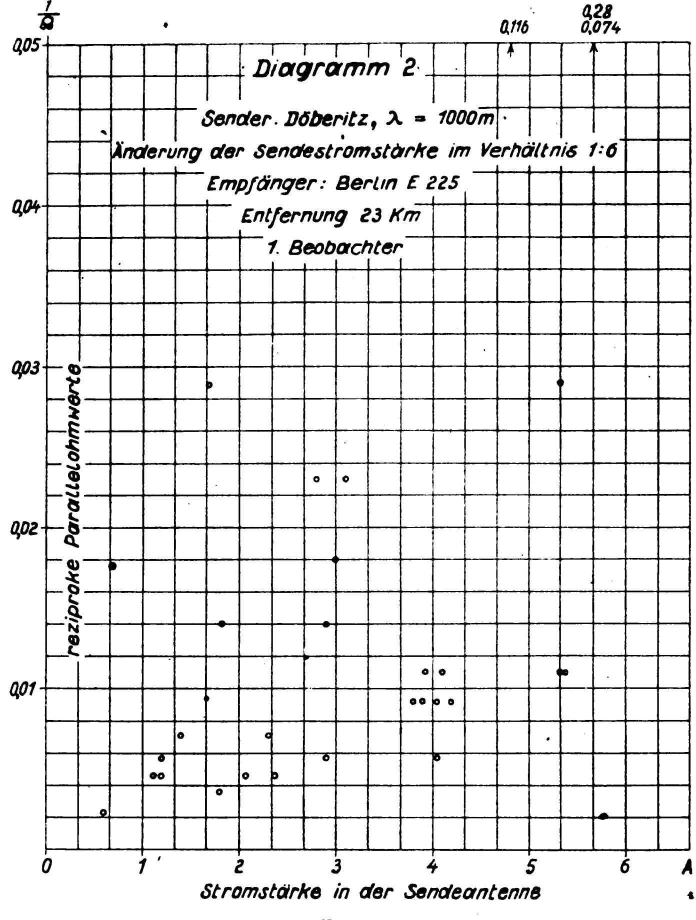


Fig 3.

auf dem geradlinigen Teile der Röhrencharakteristik zu arbeiten. Die einzelnen Meßpunkte verteilen sich entsprechend der Stufenteilung von 25 % des Widerstandskastens gut auf beide Seiten der Kurve; eine bessere Lage ist infolge der 25prozentigen Unterteilung nicht zu erwarten.

3. Meßergebnisse.

Mit der so geprüften Empfangsanordnung sind verschiedenene Meßreihen aufgenommen worden. Die Sendestromstärke wurde dabei in beliebiger unregelmäßiger und dem Beobachter unbekannter Reihen-

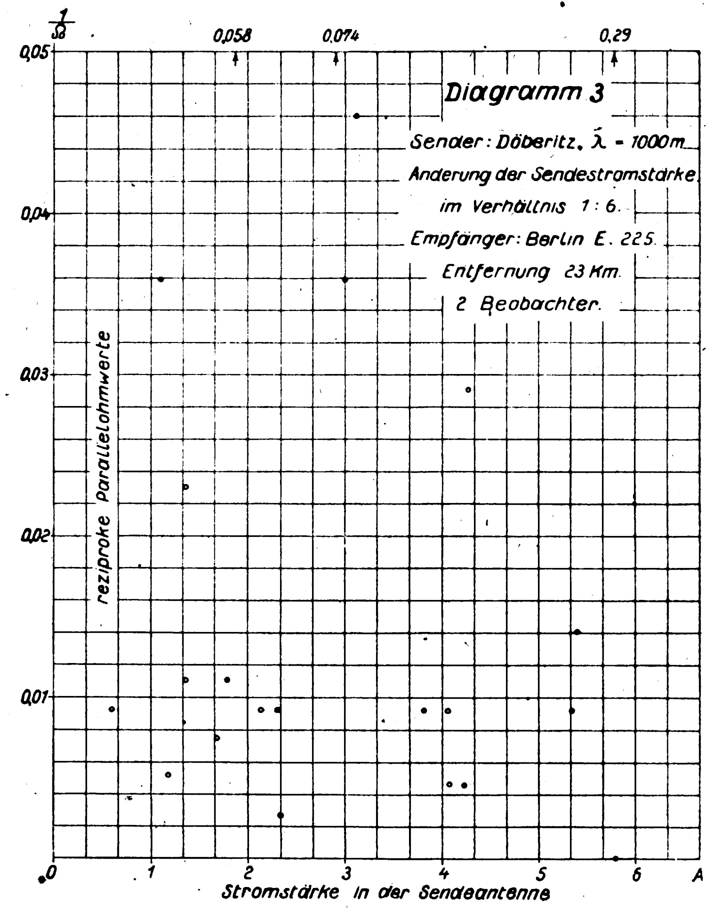


Fig. 4.

folge gewechselt, um eine subjektive Beeinflussung auszuschalten, wie es auch Klages und Demmler getan hatten, und jeder Sendeabschnitt durch eine Zahl gekennzeichnet. Während der Aufnahme einer Meßreihe wurde die Empfangsanordnung außer der Einstellung auf gleichen Ton nicht geändert, damit für jede Beobachtung die gleichen Emp-

fangsbedingungen vorhanden waren. Die Diagramme 2 und 3 (Fig. 3 u. 4) zeigen eine Meßreihe Döberitz-Berlin. Die einzelnen Meßpunkte liegen für beide Beobachter derartig zerstreut, daß man durch sie keine Kurve legen kann. Es fällt besonders auf, daß in den senkrechten Reihen

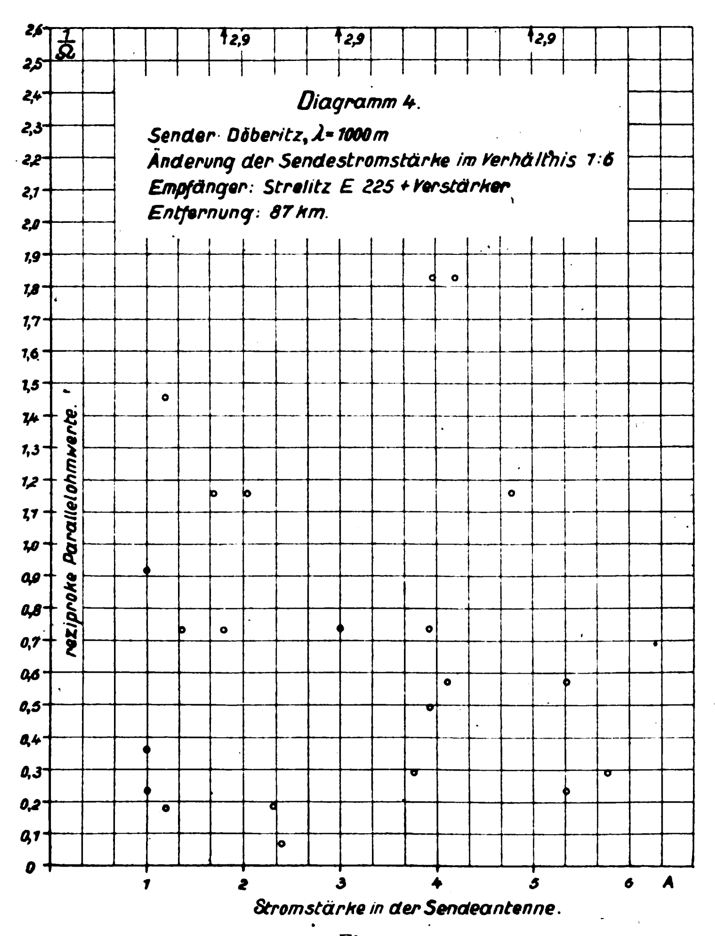


Fig. 5.

zu den gleichen Sendestromstärken sehr verschiedene reziproke Parallelohmwerte (Hörbarkeitsstufen) ermittelt worden sind; damit stimmt überein, daß zu den gleichen reziproken Parallelohmwerten (Hörbarkeitsstufen) sehr verschiedene Sendestromstärken in den wagerechten Reihen gehören. Vergleicht man ferner die Meßpunkte der Dia-

gramme 2 und 3 miteinander, so erkennt man, daß sich die einzelnen Punkte nicht decken und daß sie für beide Beobachter nicht immer gleichseitig zueinander liegen. Es haben vielmehr beide Beobachter sehr verschiedene Werte gemessen und bald der eine, bald der andere

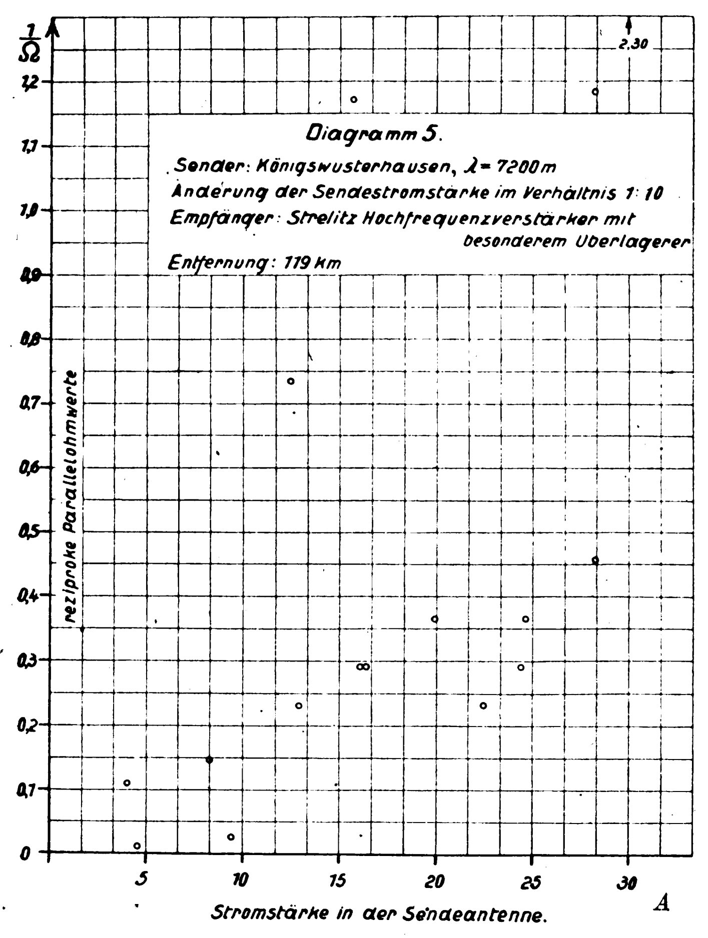


Fig. 6.

größere bzw. kleinere. Der subjektive Charakter der Methode, abhängig von der Empfindlichkeit des Gehörs und dem physiologischen Zustand des Beobachters, sowie die Unsicherheit der Methode kommen hierin klar zum Ausdruck. Auch das Diagramm 1 läßt den subjek-

tiven Charakter erkennen, indem beide Beobachter ganz verschiedene Eichkurven aufgenommen haben.

Das Diagramm 4 (Fig. 5) zeigt dieselbe Meßreihe aufgenommen in Strelitz.

Hinter dem Empfänger E 225 war hier noch ein Niederfrequenzverstärker geschaltet worden. Das Ergebnis ist daher noch ungünstiger als das der Diagramme 2 und 3.

In Diagramm 5 (Fig. 6) ist eine Meßreihe Königswusterhausen-Strelitz dargestellt. Die Meßpunkte liegen zwar nicht so verstreut als bei den anderen Diagrammen; jedoch ist es auch hier nicht möglich eine gesetzmäßige Kurve nachzuweisen. Das etwas bessere Ergebnis ist darauf zurückzuführen, daß eine für Meßzwecke besonders ausgearbeitete und erprobte Empfangsanordnung benutzt wurde, und daß die Frequenz des Senders, über die noch zu sprechen sein wird, sehr konstant war.

Die Diagramme zeigen, daß die Parallelohmmethode nicht an Brauchbarkeit gewonnen hat, daß sie vielmehr bei der Verwendung von Elektronenröhren noch weniger zuverlässig ist. Es ist daher notwendig, auf die Ursachen näher einzugehen. Bei den Versuchsmessungen ist beobachtet worden, daß die Einstellung der Hörbarkeitsbzw. Parallelohmwerte stark von der Frequenz des Senders, also von dem Ton im Telephon abhängig ist, d. h. Frequenzschwankungen machen sich bei gleicher Energie durch verschiedene Meßwerte geltend. Um diese Beobachtung zu klären, ist im Laboratorium mit einem Hilfssender mit konstanter Energie gesandt und die Frequenz innerhalb der Schwankungen, wie sie bei einem Röhrensender vorkommen, geändert worden. Die Frequenzabhängigkeit der Hörbarkeitsstufen ist im Diagramm 6 (Fig. 7) dargestellt. Die Kurve hat ein Maximum und zeigt deutlich, in welchem Maße sich selbst bei geringen Tonschwankungen die Hörbarkeitswerte ändern müssen. Die ungünstigen Ergebnisse werden also zum Teil durch Frequenzschwankungen des Senders und die Unmöglichkeit bei Betriebsmessungen auf den gleichen Ton einzustellen, erklärt. Bei den Schwierigkeiten, die zur Konstanthaltung der Frequenz ungedämpfter Sender bestehen, sind Tonschwankungen sehr häufig zu beobachten. Ungünstig wirken ferner die atmosphärischen Störungen auf die Messungen ein, weil durch das Brodeln und Knacken der Ton und daher die Einstellgenauigkeit verwischt wird. Endlich haften der Methode alle Mängel an, die jeder subjektiven Methode eigen sind.

Die Meßreihen sind unter für die Beurteilung der Methode gün-

stigen Verhältnissen innerhalb kurzer Zeit hintereinander von den gleichen Beobachtern aufgenommen worden, wobei die Einstellung der Empfangsapparatur nicht geändert wurde und die Spannungen der Batterien als konstant anzusehen sind. Erheblich ungünstiger liegen die Bedingungen, wenn sich Messungen über verschiedene Tage hinziehen und miteinander verglichen werden sollen. Gleiche Einstellung der Empfangsapparatur in allen ihren Teilen (Abstimmung, Kopplung, Rückkopplung, Anodenspannung, Heizstrom) ist dazu notwendig, Forde-

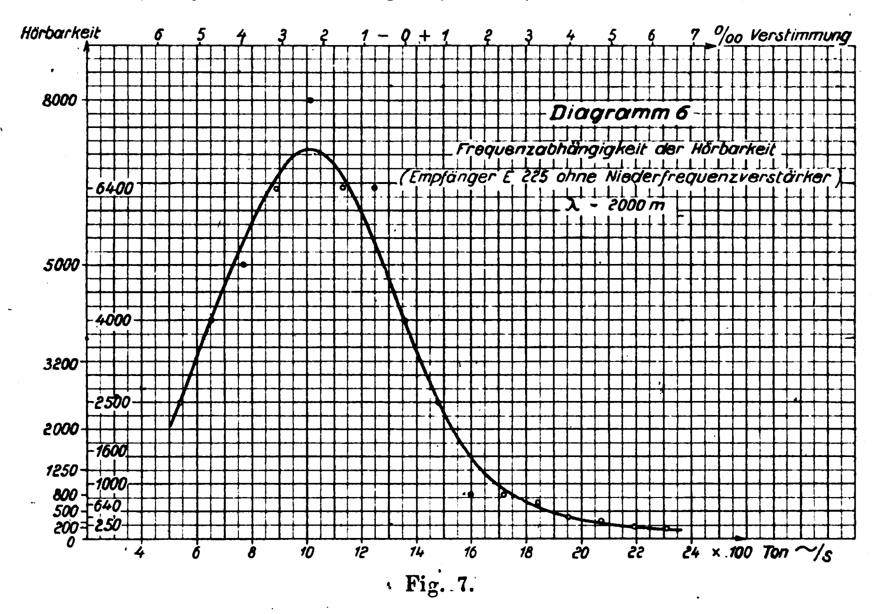


Fig. 7.

rungen, die nur sehr schwer erfüllbar sind. Dazu kommen noch die Unsicherheiten in den Übergangswiderständen der verschiedenen Schalter und Kontakte. Schließlich ist noch zu erwähnen, daß die Messungen auf dem geradlinigen Teil der Röhrencharakteristik ausgeführt werden müssen, was in der Praxis nicht genügend beachtet werden kann, und daß nicht mehrere Beobachter beteiligt werden dürfen.

Daß es möglich ist, einwandfreie Kurven mit der Parallelohmmethode im Laboratorium aufzunehmen, wo die oben angeführten störenden Einflüsse ausgeschaltet und die Forderungen weitgehendster Konstanz der Anordnung — Vermeidung der Luftstörungen durch Verwendung einer künstlichen Antenne, Konstanthaltung der Frequenz und der Senderenergie — erfüllt werden können, wird durch die

Diagramme 1 und 6 gezeigt. Die Kurven sind ebenfalls von den Beobachtern der Meßreihen aufgenommen worden, so daß nicht behauptet werden kann, die ungünstigen Ergebnisse seien auf ungeeignete oder ungeübte Beobachter zurückzuführen.

Mit einer objektiven Meßmethode[1]) ist für die gleiche Meßreihe Königswusterhausen-Strelitz des Diagramms 5 in Berlin das Diagramm 7 (Fig. 8) gefunden worden. Die der subjektiven Methode anhaftenden

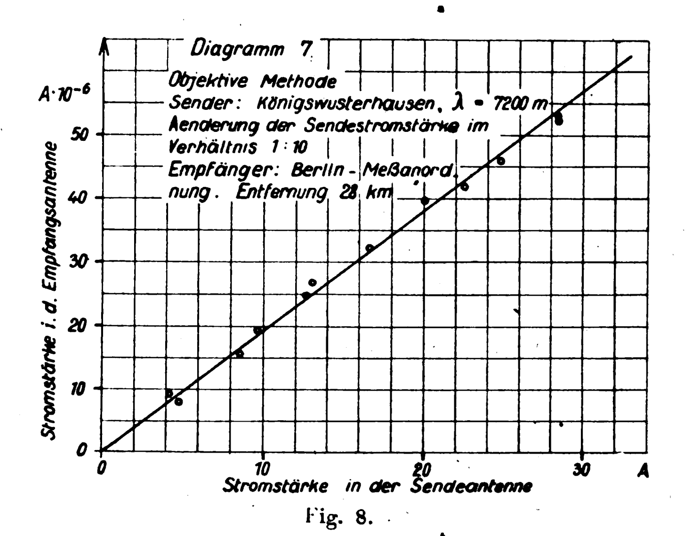


Fig. 8.

Mängel sind bei der neuen Methode sorgfältig ausgemerzt worden, so daß sich eine lineare Abhängigkeit zwischen Sende- und Empfangsstromstärke ergibt. Schwankungen der Ausbreitungsvorgänge der elektromagnetischen Wellen können daher auch nicht als Ursache der Versagens der Parallelohmmethode geltend gemacht werden.

Zusammenfassung.

An Hand von Messungen wird gezeigt, daß die Parallelohmmethode bei Verwendung von Elektronenröhren und Überlagerungsempfang gegenüber dem Detektorempfang an Genauigkeit nicht gewonnen hat. Die Unzulänglichkeit wird hauptsächlich durch die Inkonstanz des Tones bei Empfang infolge von Frequenzschwankungen des Senders und durch die Geräusche der atmosphärischen Störungen im Hörer hervorgerufen.

1) Bericht über die Tätigkeit des Telegraphentechnischen Reichsamts in den Jahren 1920 und 1921, Telegraphen- und Fernsprechtechnik, Bd. XI, 1922, S. 80.

Die Isolatoren für drahtlose Telegraphie, ihre Entwicklung und mechanisch-technische Prüfung.[1])

Von **W. Demuth.**

Die Funktechnik stellte an die Isolatorenkonstruktionen ganz neue Anforderungen; sowohl für die Aufhängung der Antennen, wie für die Isolation der Maste und Türme standen geeignete Ausführungen aus der übrigen elektrotechnischen Praxis nicht zur Verfügung. Die Hochspannungstechnik, insbesondere der Ausbau der Fernkraftübertragung, stand gleichfalls noch in den Anfängen, wenigstens waren die benutzten Spannungen noch gering und auch das heutige Weitspannsystem für die Kreuzung von Tälern und Strömen war noch nicht durchgebildet, so daß erprobte Isolatorformen nicht übernommen werden konnten.

Es ergaben sich zwei ganz getrennte neue Aufgaben: Die erste bestand in der Beschaffung von Hänge- und Abspannisolatoren für den Antennenbau verhältnismäßig kleiner Funkanlagen. Die elektrischen Anforderungen waren wohl durch die verschiedensten Isolierstoffe zu erfüllen, Schwierigkeiten brachten indessen die gleichzeitig auftretenden, durch Wind und Eisbelastung stark wechselnden mechanischen Beanspruchungen und die Forderung der vollkommenen Wetterbeständigkeit, dabei aber auch die Einhaltung kleinsten Gewichtes, kleinster Windfläche, geringsten Raumbedarfes in Rücksicht auf die Verpackung und Sicherheit gegen Bruch, besonders beim wiederholten Auf- und Abbau der nicht ortsfesten Funkgeräte für Militärzwecke. Für Schiffsanlagen kam noch die Bedingung der Beständigkeit gegen Rauchgase und Seewasserablagerungen verbunden mit leichtester Reinigungsmöglichkeit, für Tropenbauten die Unzerstörbarkeit durch Insektenfraß hinzu.

Die zweite Aufgabe bildete die Gestellung von Konstruktionen für die Antennen und Türme der Großfunkanlagen. Die Türme erreichten mit dem Wachsen der Senderleistungen immer gewaltigere Höhen und Gewichte; dazu kamen noch die in den oberen Luftschichten stärkeren Windgeschwindigkeiten und Vereisungen und somit erhöhte Pardunenzüge unter stets schwankenden Belastungen. Die oben bereits angeführten Anforderungen auf Wetterbeständigkeit usw. waren gleichfalls erhöht.

---

1) Unter teilweiser Benutzung eines Aufsatzes von W. Demuth aus der Elektrot. Ztschr. 1922, Heft 18.



Für die Kleinantennen versuchte man die verschiedensten Werkstoffe. Zunächst griff man zu dem im Sender- und Empfängerbau viel verwendeten Hartgummi und ähnlichen Stoffen. Die Anlagen arbeiteten damit vorerst befriedigend, doch bald stellten sich im Sommer besonders in den Tropen Nachteile heraus. Bei längerer Sonnenbestrahlung schied sich Schwefel aus, ferner litt die Festigkeit erheblich, ein Steifholen der Drähte war nicht mehr möglich, die Isolatoren überschritten die Elastizitätsgrenze und brachen. Eine Schutzumkleidung des Hartgummis mit Glasrohren brachte auch nur eine kurzfristige Verbesserung, außerdem entstand viel Rohrbruch.

Ähnliche Körper wurden aus Hartholz konstruiert, das sich wohl bezüglich der Zugfestigkeit bewährte, aber eine dauernd gute Tränkung verlangte, wenn die elektrischen Eigenschaften erhalten bleiben sollten. Die hierfür benutzte Schutzumkleidung hielt sich so wenig wie beim Hartgummi.

Ein weiterer Schritt war der Übergang zu Hanfseilkonstruktionen, die mit Schutztränkungen, Rohrüberzügen, Weichgummiumkleidungen u. dgl. hergestellt wurden. Diese Ausführungen hatten den Vorteil gewisser Leichtigkeit und Biegsamkeit und damit eine längere Lebensdauer selbst bei Anlagen, die oftmaligen Auf- und Abbau verlangten. Den elektrischen Beanspruchungen konnten sie bei Nachlassen der Tränkung unter der Einwirkung der Kriechfunken und Strahlungen jedoch auch nicht lange widerstehen.

Alle drei Gruppen genügten den vielfachen Ansprüchen nicht, es galt, einen Werkstoff zu finden, der in jeder Richtung dauernd befriedigte, dessen Güte durch keinerlei äußere Einflüsse beeinträchtigt wurde. Ganz systematische, auf besonderen für diesen Zweck beschafften einwandfreien Prüfmaschinen angestellte Versuche führten zu den keramischen Erzeugnissen.

Der leichten Verarbeitung wegen und auch in Rücksicht auf die schnelle Herstellung kam zunächst Glas in Frage. Fast alle zu stellenden Anforderungen wurden damit erfüllt, nur war eine stets gleiche mechanische Festigkeit nicht zu erreichen, die Eigenart der Erzeugung brachte es mit sich, daß Schlieren- und Blasenbildung und damit erhebliche innere Spannungen nicht ganz auszuschließen waren. Glas ist außerdem nicht dauernd wetterbeständig. Erfahrungen mit Glasisolatoren in amerikanischen Hochspannungsanlagen ließen schließlich von seiner Verwendung für Freileitungszwecke in Deutschland ganz absehen. So ging man denn zum Porzellan über, das sich in jeder Beziehung bewährt hat.

Eine Annahme der gebräuchlichen Isolatorformen war bei der Eigenart der Hochfrequenzbeanspruchung nicht möglich. Es war Wert darauf zu legen, die Isolatoren in langgestrekter Form auszubilden, daraus ergab sich eine reine Zugbeanspruchung für das Porzellan, ein Verfahren, das wegen seiner vollkommenen Neuigkeit zunächst auf großes Mißtrauen stieß. Man zog darum anfangs lieber Konstruktionen vor, die den Werkstoff auf Druck beanspruchten und kam zu den sog. Abspanneiern. Diese finden heute noch überall Verwendung, wo die mechanischen Anforderungen überwiegen, also nur eine verhältnismäßig geringe Isolation verlangt wird. Hohe Kriech- und Überschlagswege lassen sich zwischen den Seilauflagen hier ebensowenig wie bei den verwandten Sattelisolatoren schaffen, die Anbringung dünner Rippen um den druckbelasteten Kern hat sich als nicht ausreichend und bei hohen Lastaufnahmen als ungünstig erwiesen.

Für starke mechanische Beanspruchung haben sich den Erfordernissen der Praxis entsprechend mehrere Größen herausgebildet, die 3—12000 kg als Bruchwerte ergaben, wobei das Auftreten der ersten Risse als Bruchgrenze angenommen ist. Die volle Zerstörung liegt meist erheblich höher. Die deutschen großen Werke nennen wohl allgemein diesen ersten Wert, während die ausländischen Firmen in ihren Werbeangaben vielfach die Endwerte benutzen und damit scheinbar hochwertigere Körper liefern.

Die Anwendung dieser Eier- und Sattelformen ist selbst bei vielfacher Hintereinanderschaltung beschränkt, die Versuche zur Erreichung eines vollwertigen Isolators mußten also weitergehen, sie ergaben schließlich doch den auf Zug beanspruchten glatten zylindrischen Knüppelisolator, bei dem nach sorgfältiger Herstellung mit dauernd gleichen Werten fest gerechnet werden konnte. Bei den Erzeugnissen der ersten deutschen Isolatorenwerke zeigten sich ziemlich gleichmäßige Durchschnittszugbruchwerte von 240 kg/qcm, die der Berechnung zugrunde gelegt werden konnten. In verschiedenen Veröffentlichungen finden sich weitaus höhere Werte angegeben, die keinesfalls erreichbar sind, ihre Entstehung ist ganz unverständlich.

Als praktische, handliche und auch bei wiederholter Verpackung als bruchsicher anzusprechende Form ergab sich ein Stab von etwa 25 mm Durchmesser und 180—200 mm gerader Länge. Die Zugkräfte greifen durch mehrteilige um die verdickten Enden gelegte oder auch durch Kittung befestigte Kappen an. Der Bruchwert lag bei rund 1200 kg, er konnte aber durch längere Herstellungserfahrung noch erhöht werden.

Der ursprüngliche Widerstand gegen die neuartige Zugbeanspruchung des Porzellans ist durch die guten Erfahrungen überwunden. Es war somit ein Isolator geschaffen, der sich sowohl für leichte Züge, wie auch für Großfunkanlagen in den oft mehrere Kilometer langen Antennen einzeln oder zu mehreren in Parallelschaltung oder auch in verstärkter Ausführung bewährt hat. Es finden jetzt Isolatoren bis zu 60 mm Durchmesser und 500 mm gerader Länge Verwendung, deren Bruchgrenze liegt bei 5000—6000 kg. In der Festigkeit und auch im Durchmesser weiter zu gehen verbietet die dann schwierig werdende Porzellanverarbeitung und das hohe Gewicht solcher Stücke. Der angeführte spezifische Bruchwert kann dann gleichfalls nicht mehr eingehalten werden.

Mit dem Übergang zum Porzellan war endgültig ein Werkstoff gefunden, der allen zu stellenden Bedingungen an Land, auf See und auch in tropischem Klima gerecht wurde. Nachdem so in der Hochfrequenztechnik durch Lieferung von mehreren 100000 Stücken solcher Körper die Gewähr gegeben war, daß man Porzellan mit voller Sicherheit auf Zug beanspruchen darf, hat auch die Hochspannungstechnik diese Konstruktionen aufgegriffen und in Form der „Doppelkappenisolatoren", die statt des gestreckten Isolationsweges eine Mantelanordnung haben, in Betrieb genommen.

Die zweite Hauptaufgabe, die Durchbildung von Isolatoren für die Zwecke der Großfunkanlagen, konnte sich ebensowenig auf Beispiele aus der Praxis stützen, auch hier war es notwendig, vollständig neu aufzubauen.

Für die von dem Betonfundament elektrisch zu trennenden Fußgelenke der Türme lag es nahe, an einen isolierenden Stein, den Marmor, zu denken. Die mechanischen Ansprüche waren damit erfüllt, doch war es trotz aller äußeren Hilfsmittel, wie Regenschutzdächer u. dgl., nicht möglich, die notwendige Isolation dauernd zu sichern.

Die künstlichen Isolierstoffe konnten den Festigkeitsbedingungen, die von den Baubehörden gestellt wurden, nicht gerecht werden. An Naturstoffen stand nur der Glimmer zur Verfügung, hierfür waren wieder zur Erfüllung der elektrischen Forderungen starke Tafeln nötig, die nur durch Klebung, also durch Übergang zum Mikanit, zu erreichen waren. In den Tropen traten hierbei Verschiebungen der Schichten unter gleichzeitigem Wärme- und Druckeinfluß ein, die die Sicherheit der Bauwerke gefährdeten, obgleich bei Vorprüfungen hier Druckwerte bis zu 400 und 450 t fast keine Veränderungen gezeitigt hatten.



Die weitere Forschung führte, wie bei den vorbeschriebenen Zugisolatoren, schließlich auch hier zu den keramischen Baustoffen, und zwar auch wieder über Glas zum Porzellan.

Den verschiedenen Drücken bzw. Zügen in den Pardunen entsprechend wurde eine Reihe abgestufter Druckkörper durchkonstruiert, beginnend mit etwa 50 mm, endigend mit 200 mm Auflagedurchmesser. Die Außenform war zunächst mit Rippen versehen, die den Isolationsweg vergrößerten; auch bei den Stützisolatoren der Hochspannungstechnik waren derartige künstliche Oberflächenverlängerungen lange Zeit gebräuchlich. Die erhofften elektrischen Vorteile bestanden nur kurzfristig, da diese Formen zu leicht verschmutzten und der Reinigung von Hand wie auch durch Regen hinderlich waren. Bei den schweren Körpern mit großen Flanschen traten einmal Herstellungsschwierigkeiten auf, andererseits zeitigten sie ungünstige Druckverhältnisse, wie in einem späteren Beispiel noch gezeigt werden wird. Es fanden darum schließlich nur Formen mit gewölbter oder konischer Außenfläche endgültige Annahme, auch der V.D.E. hat bei seinen letzten Normungen[1]) durchweg glatte Formen gewählt.

Die probeweise Einführung von Glas für Druckkörper bewährte sich aus den früher geschilderten Umständen nicht, es siegte auch hier bald das Porzellan. Die Abmessungen der Glaskörper wurden ungefähr beibehalten. Lange Versuchsreihen ergaben vollkommene Sicherheit und Gleichmäßigkeit, die zu betriebsmäßig genormten Formen und Größen führten, deren schwerste eine Bruchlast von mehr als 320 t hat.

Die Vorarbeiten hatten eine Eigenheit des Porzellans ergeben, die für den der Herstellung ferner Stehenden überraschte; mit zunehmender Körpergröße zeigte sich eine Abnahme der spezifischen Festigkeit im Gegensatz zu der vorn behandelten Zugbeanspruchung verhältnismäßig leicht zu verarbeitender Stücke. Die folgende Kurve, Fig. 1, gibt eine Übersicht. Die Ursache liegt in der erheblich zunehmenden Schwierigkeit der Verarbeitung größerer Rohmasseklumpen, sowie der Brandführung. Nur Porzellanwerke mit besonders für die Erzeugung großer Stücke eingeübten Leuten kommen für die Ausführung in Betracht.

Eine geeignete Isolatorform für die Turmumbauten wie für die Pardunen, in denen die Zuglasten durch entsprechende Konstruktionen in Druck umgewandelt wurden, waren hiermit gefunden.

Die Lösung der Gesamtaufgabe ist damit gegeben, kein anderer

---

1) Elektrot. Ztschr. 1922, Heft 1.

Werkstoff wird das auch sonst in der Elektrotechnik unter den ungünstigsten Umständen bewährte Porzellan je wieder verdrängen können.

Nachdem die Entwicklung der Isolatoren selbst beschrieben ist, sollen im folgenden noch die Prüfeinrichtungen behandelt werden, die notwendig sind, um das Porzellan und die aus diesem hergestellten Erzeugnisse für die Elektrotechnik, insbesondere die drahtlose Telegraphie in mechanisch-technischer Beziehung zu untersuchen und regelmäßig zu überwachen. Als Beispiel ist das für diese Zwecke neu

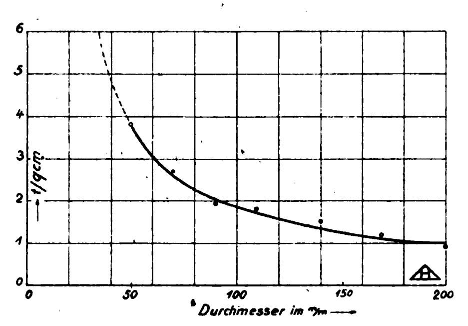


Fig. 1. Druckkurve über die Abnahme der Festigkeit.

eingerichtete Festigkeitslaboratorium der durch eine Interessengemeinschaft verbundenen Porzellanfabriken Hermsdorf-Schomburg-Freiberg im Werk Hermsdorf gewählt.

Die Prüffelder der Porzellanfabriken für Herstellung von Isolatoren für Zwecke der Elektrotechnik umfaßten im herkömmlichen Ausbau meist nur die rein elektrischen Untersuchungseinrichtungen für die Beurteilung der Erzeugnisse, insonderheit für Hochspannungsisolatoren, nur ganz nebenbei fanden sich teils sogar nur behelfsmäßige Einrichtungen, um Freileitungsisolatoren auf Biegung, Hänge- und Abspannisolatoren auf Zug zu prüfen. In wenigen Fällen bestanden wirkliche Prüfmaschinen für Zug-, Biege- und vielleicht auch Druckprüfungen, teilweise behalf man sich mit der Inanspruchnahme der staatlichen Prüfanstalten.

Das Gebiet der rein mechanisch-technischen Prüfung hat jedoch sowohl für die Werkstoff-, wie die Fertigprüfungen so große Wichtigkeit erhalten, daß ein neuzeitlich ausgebautes Porzellanisolatorenwerk unmittelbar in der Lage sein muß, die Erzeugnisse selber zu prüfen und so schon aus einer Teilfabrikation heraus ein Urteil über die Güte der Lieferungen zu gewinnen und dann auch bei der Abnahme

der Ware die vom Verband Deutscher Elektrotechniker vielfach vorgeschriebenen Prüfungen durchführen zu können.

Die Hermsdorf-Schomburg-Freiberg-Werke haben die Notwendigkeit solcher für jeden Fall ausreichenden Prüfanlagen erkannt und sich in großzügiger Weise hierfür eingerichtet, so daß die Laboratorien alle diejenigen Geräte enthalten, die in dieser Vielseitigkeit bisher wohl nur in staatlichen Prüfanstalten zu finden waren.

Die gesamten Prüf- und Versuchsfelder des Hermsdorfer Werkes sind in einem besonderen, für diesen Zweck geschaffenen Gebäude untergebracht. Die elektrischen Einrichtungen, die ebenfalls erhebliche Erweiterungen erfahren haben, arbeiten mit dem mechanischen Laboratorium wechselseitig Hand in Hand, so daß auf diese Weise volle Gewähr gegeben ist für sorgfältigste Überwachung der Fabrikation. Andererseits bieten die Anlagen alle Mittel zum eingehendsten wissenschaftlichen und praktischen Studium an neuen Porzellanmassen und an Neukonstruktionen.

Der Maschinensaal ist in seinem Grundriß in Fig. 2 (Tafel IV) zu erkennen, Figg. 3 und 4 zeigen Innenteilaufnahmen.

Bei dem Aufbau des Gesamtlaboratoriums ging man sofort von der Ansicht aus, alle Prüfeinrichtungen zu schaffen, die für jede überhaupt in Betracht kommende Untersuchungsform erforderlich werden konnten, wobei sowohl reine Werkstoffproben wie die Fertigware berücksichtigt wurden. Alle Geräte sollten dabei den neuesten Forderungen der Prüftechnik entsprechen; bisher bestehende behelfsmäßige, bei denen Kraftaufwendung und Kraftablesung unzuverlässig waren, wurden grundsätzlich ausgeschieden und durch zeitgemäße Einrichtungen ersetzt.

Zur Erfüllung der verschiedenen Aufgaben konnten meist Maschinen bekannter Ausführungsform benutzt werden, teils waren Zusätze für diese auszubilden, teils mußten auch ganz neue Maschinen und Sondergeräte durchkonstruiert werden.

Vor der Einrichtung des Laboratoriums war zu überlegen, welche Kräfte für die einzelnen Maschinen aufzuwenden waren, denn hiernach richtete sich die Antriebsart. Als schwerste Maschine kam eine Presse für 500 t in Frage, für deren Antrieb nur hydraulischer Druck benutzbar war, der dann für alle neuen Maschinen übernommen wurde. Elektrischer Antrieb hatte sich bei einer früher beschafften Maschine infolge des nicht zu vermeidenden Geräusches für die Eigenart der Porzellanprüfung nicht recht bewährt.

Als Kraftspeicher wurde die im Grundriß 2 (1) in der hinteren

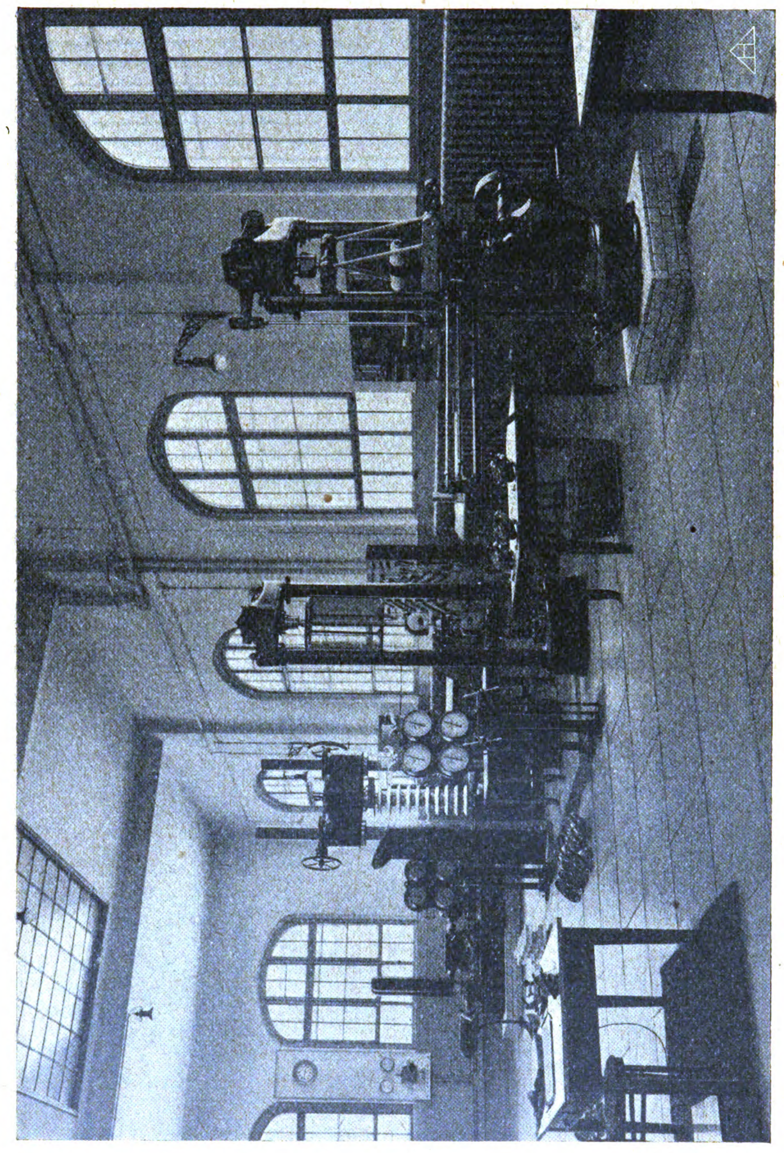


Fig. 3. Innen-Teilansicht des mechanisch-technischen Laboratoriums.

Ecke stehende dreikolbige, automatisch-elektrisch betätigte Pumpenanlage gewählt, die in Fig. 5 einzeln gezeigt ist. Die beiden senkrecht stehenden Flaschen bilden den Drucksammler, eine Luftmenge wird

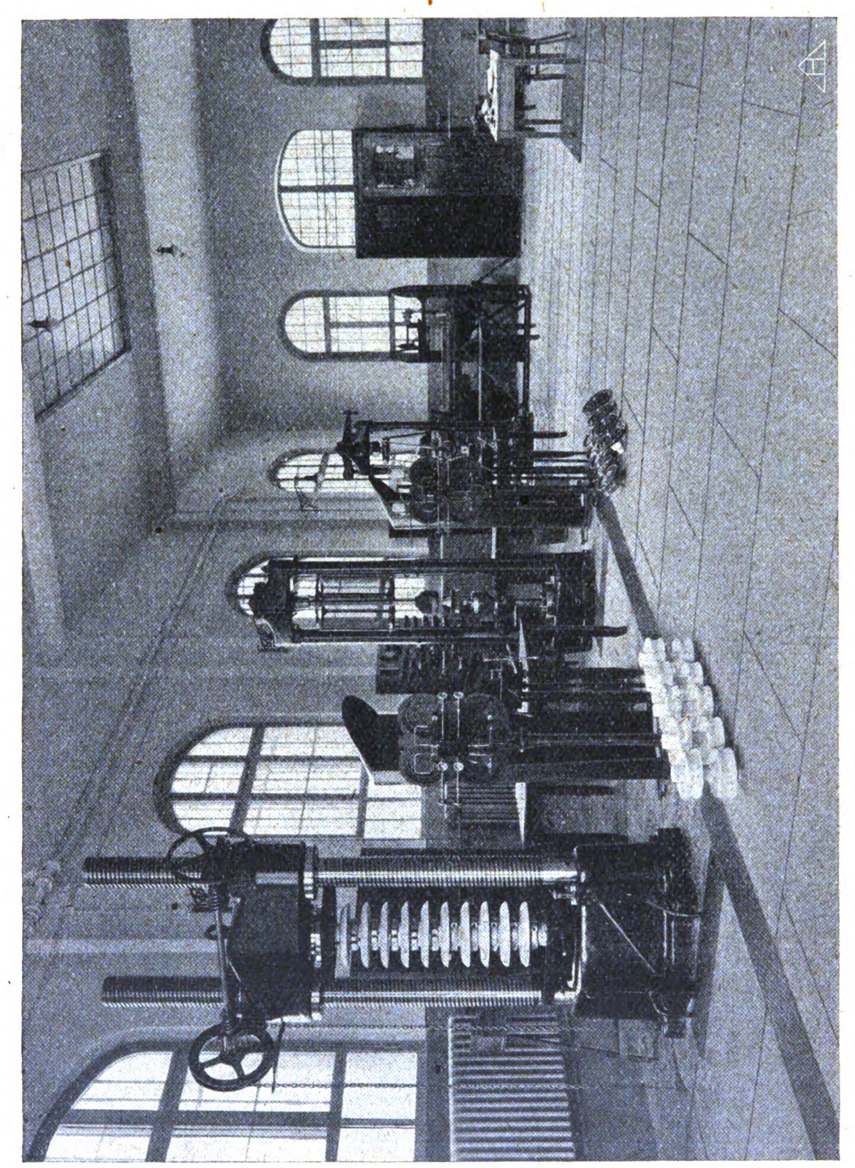


Fig. 4. Innen-Teilansicht des mechanisch-technischen Laboratoriums (Maschinenrückseiten).

durch die Flüssigkeitspumpe auf einen Druck von 350 at gebracht, der dann rückwärts wirkend wieder zum Betriebe der einzelnen Prüf-

maschinen zur Verfügung steht. Die Pumpe selbst befindet sich nach Aufladung in Ruhe. Die Versuche können also ohne jede Störung ausgeführt werden, ein Umstand, der gerade bei Porzellanprüfungen außerordentlich wichtig ist. Der Preßflüssigkeitsverbrauch für den Einzelversuch ist verhältnismäßig gering, da Porzellankörper, selbst mit Armaturteilen, nur eine sehr geringe Dehnung bzw. Quetschung

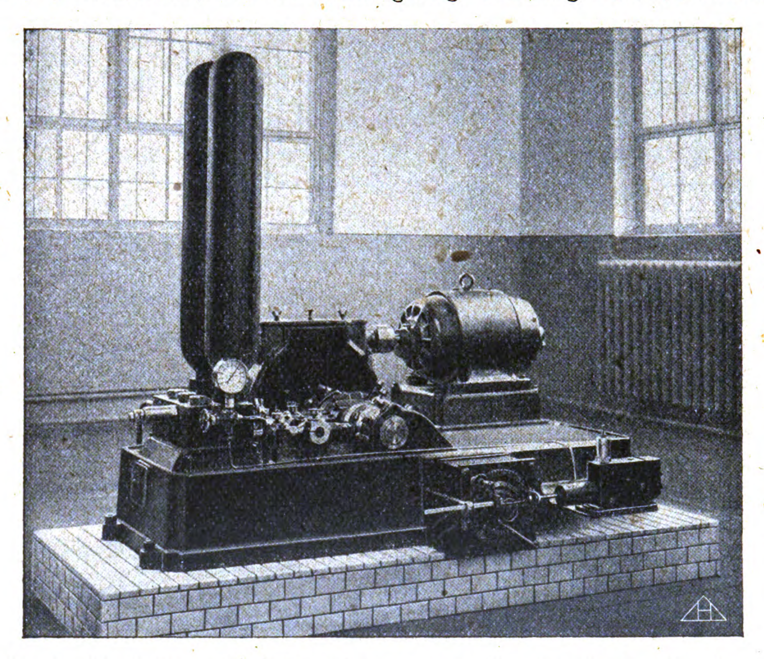


Fig. 5. Dreikolbige Druckflüssigkeitspumpe mit automatischer Regelung.

ergeben. Es ist so möglich, eine ganze Reihe von Versuchen zu erledigen, ehe der niedrigste zulässige Flüssigkeitsdruck von 175 at erreicht wird und die Pumpe wieder arbeiten muß. In diesem Falle setzt der auf der Fig. 5 rechts neben dem Anlasser sichtbare Selbstregler ein und bringt diesen in die Betriebsstellung. Die Laufzeit ist gering, der Betriebsdruck ist bald wieder aufgefüllt, die Abschaltung erfolgt ebenfalls selbsttätig. Der an der Prüfmaschine beschäftigte Ingenieur braucht sich somit um seine Antriebskraft nicht zu sorgen, er kann seine volle Aufmerksamkeit der jeweiligen Aufgabe zuwenden.

Als erste Prüfmaschine ist nach dem Grundriß 2 (1) die Presse, die in Fig. 6 einzeln gezeigt ist, angeschlossen. Die höchste

mögliche Drucklast beträgt 500 t, die Entfernung zwischen den Säulen 700 mm, die größte einstellbare freie Höhe zwischen den Druckplatten 2000 mm. Der Antrieb von der Pumpe her liegt in Kanälen, so daß

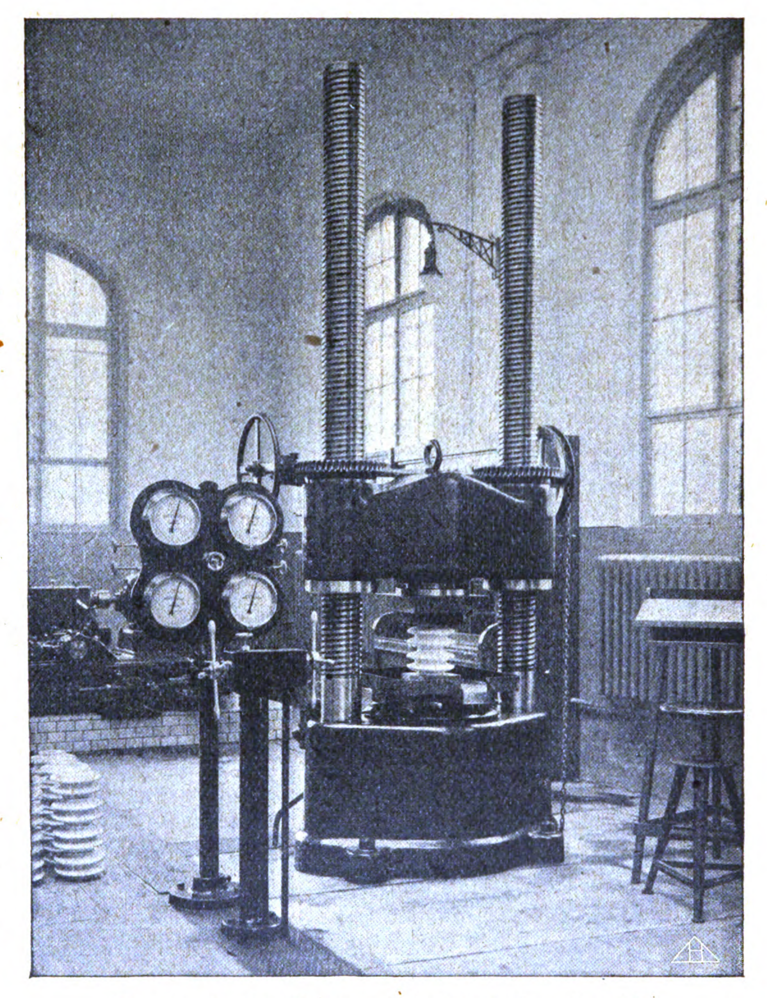


Fig. 6. 5 : 500 t-Presse mit hydraulischem Antrieb.

keinerlei Rohrleitungen den freien Zu- und Umgang hindern, der Preßkolben ist in den Sockel der Maschine eingebaut, die obere mit einem Kugellager versehene Widerlage ist in der Höhe verstellbar, die Rege-

lung für Zu- und Abfluß geschieht von der im Bilde links erkennbaren Steuersäule aus. Die Kraftablesung erfolgt an der Manometertafel, und zwar sind oben zwei Gebrauchsgeräte, für die ganze und für die Prüfung kleinerer Körper für $^1/_5$ der Vollast, darunter je ein Vergleichsgerät, angeordnet. Die Druckmessung geschieht durch unmittelbaren Anschluß an den Zylinder.

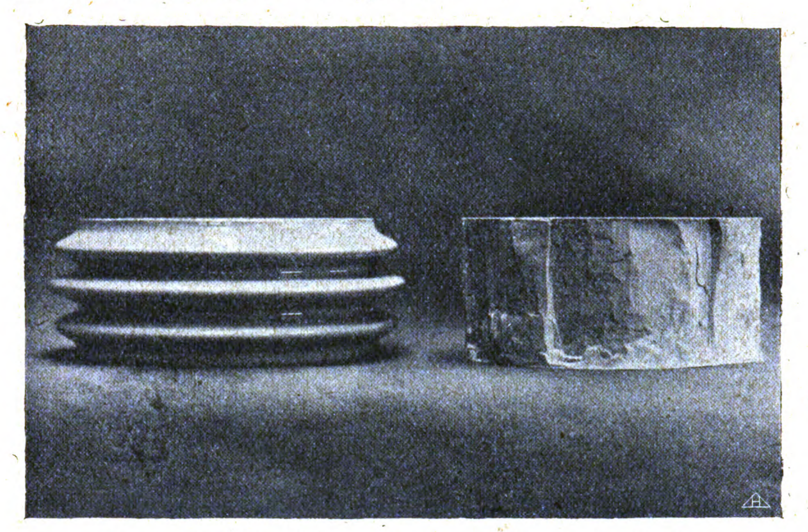


Fig. 7. Gerillter Druckisolator vor und nach der Prüfung

Die Presse dient der Prüfung sowohl von Werkstoffproben wie auch von Fertigerzeugnissen. In der bildlichen Wiedergabe ist der Einbau von gerillten Isolatoren für Funktürme zu erkennen, absichtlich ist die hier nach den früheren Darlegungen ältere Ausführungart benutzt. Der Körper hat eine Bruchgrenze von ungefähr 225 t, in Fig. 7 ist links ein gleiches Stück vor, und rechts nach dem Bruch gezeigt, die Zerstörung trat bei 227 t ein, und zwar derart, daß sämtliche Rippen absprangen und das Kernstück nur einzelne senkrechte Risse erkennen ließ, es hätte bei einer neuen Belastung noch ein ganz erhebliches Gewicht aufgenommen. Der Bruchvorgang ist folgender: Der gegen die Druckflächen anliegende Kernteil erleidet eine, wenn auch kaum meßbare Quetschung, er versucht, nach der Seite auszuweichen, ähnlich einem Gummikörper, die durch Druck nicht belasteten Rillen bilden gewissermaßen Reifen, erleiden somit Zugbeanspruchung und springen ab. Der Isolator hat jetzt nur teil-

weise Wert, er vermag ein Bauwerk wohl noch zu tragen, der Oberflächenweg aber ist zerstört, die Isolation der bald verschmutzenden Bruchfläche gering.

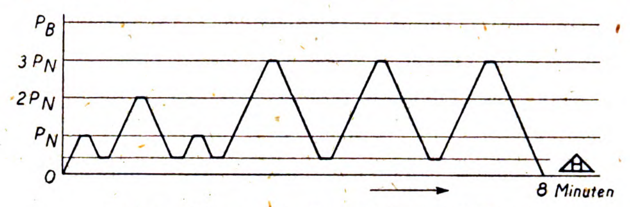


Fig. 8. Kurve für Druckkörperprüfungen.

Die Lieferungsstücke wurden in der Presse nicht nur einer einmaligen Prüflast, sondern sogar mehrfachen Wechsellasten unterworfen, die sie ohne Rißbildung zu zeigen, aushalten müssen, ehe sie als geprüft das Werk verlassen. Die Fig. 8 stellt den Prüfverlauf dar.



Fig. 9. Druckkörper nach Belastung.

Die Beobachtung der Proben auf Rißbildung erfolgt nicht allein mit dem Gehör und dem Auge, sondern jedes Stück wird nach der Prüfung noch einer Tuschprobe unterworfen. Die oft nicht einmal mit der Lupe erkennbaren Risse nehmen die Farblösung begierig auf

und machen sich dann deutlich kenntlich. In Fig. 9 ist die so behandelte Fläche eines Versuchskörpers, der bis zum Bruch belastet war, in natürlicher Größe wiedergegeben, erwähnt sei noch, daß die Druckflächen derartiger Isolatoren grundsätzlich sorgfältig plan und parallel geschliffen werden, wozu Sondermaschinen zur Verfügung stehen.

Die Erprobung der Druckkörper für die hohen Beanspruchungen unter den Türmen wäre nicht vollständig gewesen, hätte nicht auch eine Prüfung bei abweichenden Temperaturen stattgefunden. Wärmegrade können dem Porzellen nicht schädlich werden, eher war zu befürchten, daß starke Durchkühlungen bei Druckauftritt ungünstig wirkten, aber auch auf minus 15—20° C herunter gekühlte Isolatoren der größten Abmessungen ergaben die gleichen Durchschnittsbruchwerte.

Die Presse dient noch anderen Aufgaben; es war nötig, sie von vornherein so zu bemessen, daß auch sehr hohe Isolatoren wie große Stützer aus einem Teil oder auch mehrfach zusammengesetzt, wie sie für Freiluftanlagen im neuen Hochspannungs-Fernleitungsbau für Spannungen bis 150 kV und darüber hinaus Anwendung finden, darin geprüft werden können. Selbstverständlich ist die Bruchlast solcher Körper, wie sie der Maschine in Teilaufnahme Fig. 4 erkennbar sind, erheblich geringer.

Die nächste der Druckanlage angeschlossene Einrichtung im Grundrißplan 2 (3) ist eine stehende 30 t-Zerreißmaschine, die Fig. 10 wiedergibt.

Die Gesamtanordnung ähnelt der der Presse. Der Zylinder liegt auch hier im Fundament, die Widerlage bildet das obere feste Querhaupt, Manometertafel und Steuersäule sind in der Hauptsache gleich ausgebildet.

Im einzelnen bestehen erhebliche Abweichungen, die durch die Verwendungsart und Betriebsweise bedingt sind. Durch den Zylinderdeckel ist eine Kolbenstange geführt, die über einem Kreuzkopf die untere Spann- oder Zugeinrichtung trägt. Der obere Einspannteil ist gleichartig durchgebildet, er hängt bei der im Bilde dargestellten Prüfung eines Einzelkappenabspann-Isolators an einem Verlängerungseinsatz, der seinerseits auf einen aus dem oberen Querjoch herauskommenden Zugbolzen aufgeschraubt ist. Die Maschine ist von vornherein mit besonders langen Seitenständern gebaut, um auch die Prüfung von ganzen Isolatorketten bis zu 6 Gliedern zu ermöglichen.

Die Kraftmessung geschieht hier in Rücksicht auf die bei kleineren Lasten doch schon störende Manschettenreibung im Gegensatz zur Presse

nicht im Zylinder, sondern der Druck wird von der im oberen Querhaupt liegenden Meßdose in einer von der Kraftrohrleitung unabhän-



Fig. 10. 30 t-Zerreißmaschine mit hydraulischem Antrieb und Meßdose.

gigen Kupferrohrleitung auf die Manometersäule übertragen. Hier sind wieder vier Einzelkraftmesser, und zwar einer für die Gesamtlast von 30 t, einer für 6 t und zwei Vergleichsgeräte angeordnet. Besondere

Schutzeinrichtungen bewahren wie bei der Presse die Zeiger vor plötzlichen Stößen beim Bruch der Proben. Über den Manometern ist noch ein selbstarbeitendes Zeichengerät angeordnet, das den Verlauf der Prüfung in Kurvenform festhält.

Fig. 10 gibt den Einbau für Kappenisolatorprüfungen kurz vor dem Versuch an, lediglich der hochgeschobene Schutzkorb wird noch heruntergezogen und die Lastaufgabe, also der Einlaß der Preßflüssigkeit auf die Kolbenoberseite, kann beginnen.

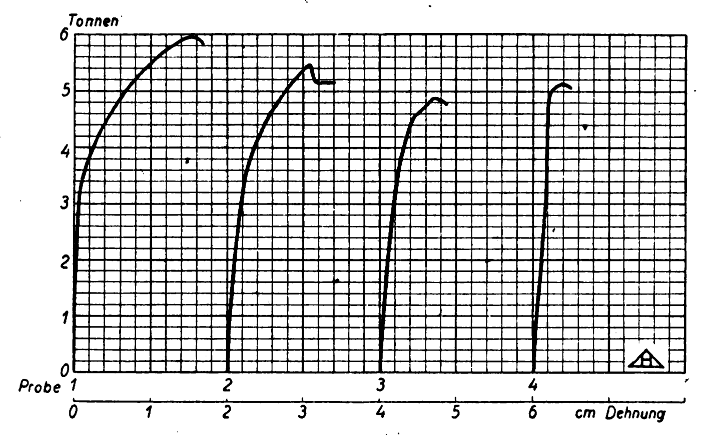


Fig. 11. Kurve von Zugprüfungen an Hängeisolatoren.

Erwähnt sei, daß es der Porzellanfabrik Hermsdorf vermöge des von ihr in Gemeinschaft mit dem Schwesterwerk Freiberg ausgearbeiteten Teleokittes, der überdies die gleiche Wärmedehnung wie Porzellan besitzt, gelungen ist, an Kappenisolatoren besonders hohe Festigkeiten zu erreichen. Oft liegen die Bruchwerte zwischen 5—6000 kg, teilweise sogar darüber; wiederholt kommt es vor, daß dabei nicht das Porzellan, sondern die Eisenteile zerreißen. Fig. 10 zeigt neben der Maschine einige derartige Körper.

In Fig. 11 ist eine Aufzeichnung des Schreibgerätes nach Prüfung von gekitteten Hängeisolatoren wiedergegeben, wie sie sich ähnlich für „Knüppelisolatoren" mit aufgekitteten Kappen ermitteln läßt.

Die oben behandelte Zerreißmaschine läßt eine mehrfache Verwendungsart. Mit Hilfe von besonderen Einsätzen können Seilschlingenisolatoren und andere Konstruktionen untersucht werden, sogar Druckprüfungen bis 30 t und Biegeprüfungen, wie z. B. für Durchführungen

kleinerer Abmessungen werden damit ausgeführt. Die ganze Arbeitsweise ist schnell und bequem.

Die Prüfungen sind bei Bruchproben infolge der großen Splitter-

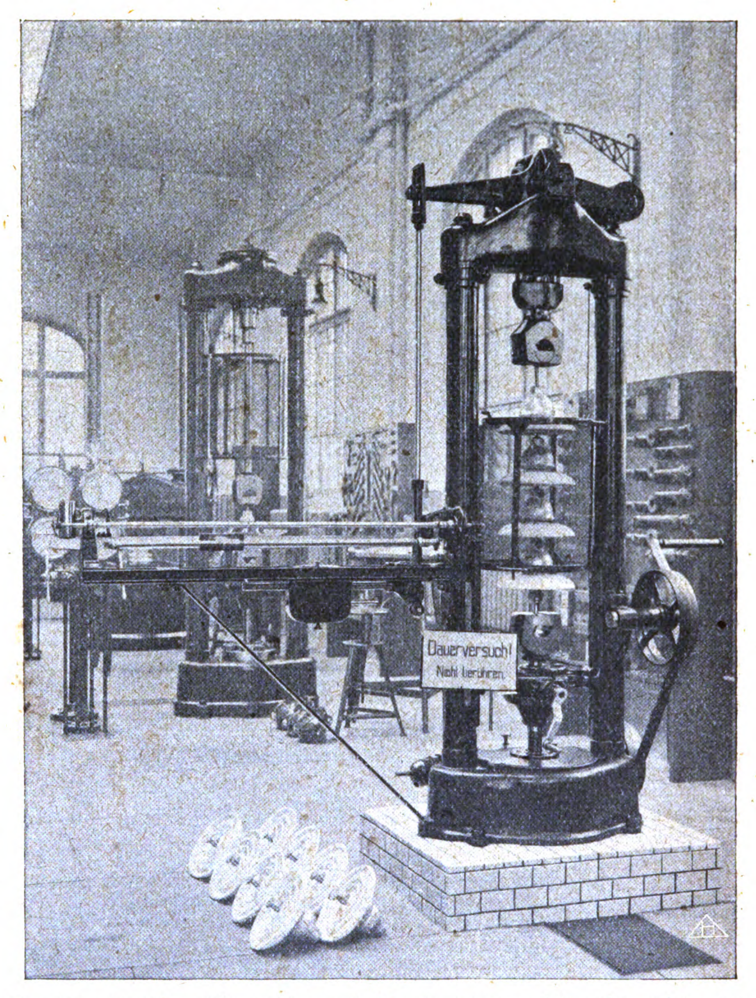


Fig. 12. 20 t-Zerreißmaschine mit Handantrieb und Laufgewichtswage.

wirkung des vorliegenden Werkstoffes nicht ohne Gefahr, es sind darum Schutzkörbe und Schutzschilde als Deckung der die Versuche ausführende Ingenieure nötig.

Die beschriebenen Prüfeinrichtungen, wie die sonst im allgemeinen Maschinenbau üblichen Konstruktionen lassen nun eine ganze Reihe von Prüfungen, die die Isolatorentechnik verlangt, noch nicht zu. Die Porzellanfabrik Hermsdorf hat aus diesen Bedürfnissen heraus und in der Absicht, stets nur in jeder Richtung durchgeprüfte Ware zur Ablieferung zu bringen, eine allen noch bestehenden Notwendigkeiten

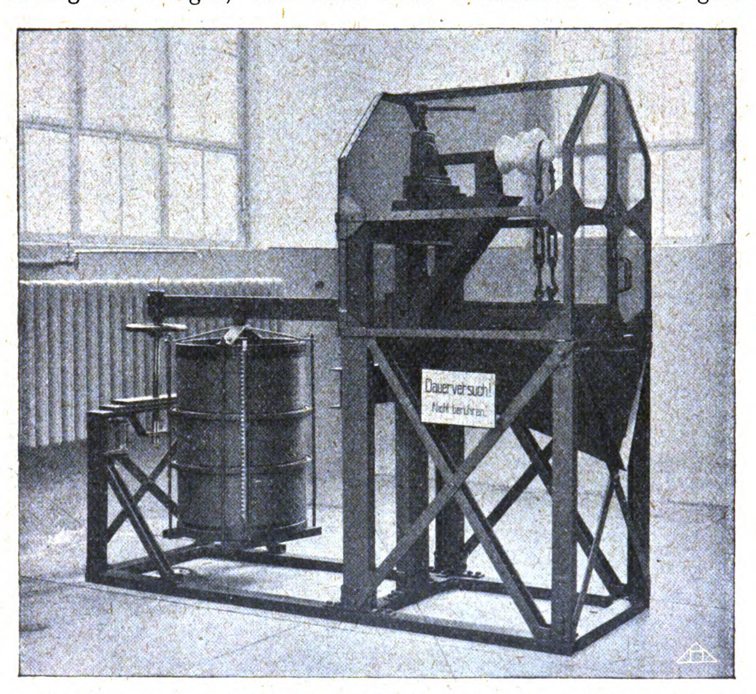


Fig. 13. Biege-Gerät für Freileitungs-Stützen-Isolatoren unter Dauerbelastung.

entsprechende Maschine selbst entworfen, zum Patent angemeldet und in Auftrag gegeben. Die Aufstellung geht zurzeit vor sich.

Die Anordnung ist hier liegend gewählt, der Antrieb wieder hydraulisch von der Pumpe aus, die Kraftablesung mit Meßdose, wie bei der 30 t-Maschine, der Aufstellungsort ist aus dem Grundrißplan 2 (4) zu entnehmen. Konstruktionseinzelheiten dieser Maschine können noch nicht veröffentlicht werden, so lange das Patentverfahren schwebt. Es sei nur angedeutet, daß die ganze Anordnung außerordentlich vielseitige Prüfmöglichkeiten rein mechanischer, thermischer und elektrischer Art, oder auch diese gemeinsam unter Anwendung auf die

verschiedensten Isolatorformen gestattet, die Maschine ist also eine Universaleinrichtung im weitesten Sinne. Eine ausführliche Beschreibung der Konstruktionseinzelheiten, Einspannmöglichkeiten und Kraftaufwendungen muß für später vorbehalten werden.

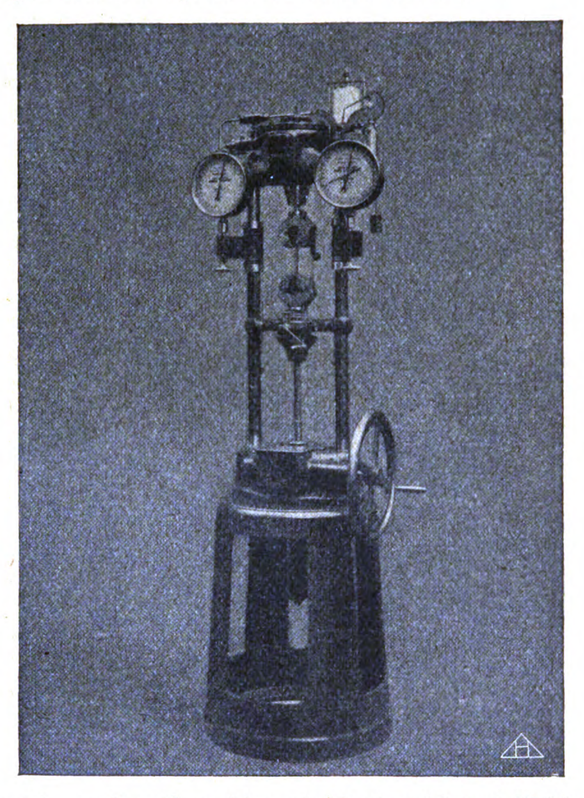


Fig. 14. 1 t-Zerreißmaschine mit Handantrieb und Meßdose.

Eine weitere Zerreißmaschine, und zwar für eine Höchstlast bis zu 20 t gibt der Gesamtgrundrißplan in 2 (5) an. Es ist dies eine Maschine im Aufbau ähnlich derjenigen für 30 t, die Fig. 12 läßt jedoch einige grundsätzliche Unterschiede erkennen. Der Antrieb geschieht von Hand, die Kraft wirkt von unten durch Schneckenrad und Spindel, die Kraftablesung erfolgt durch Laufgewichtswage.

Die Prüfungsmöglichkeiten sind die gleichen wie bei der 30 t-Maschine, die Bedienung ist weniger bequem, sie erfordert auch mehr Personal. Die Anlage eignet sich besser für Dauerprüfungen, es

werden hier in der Hauptsache Isolatorenketten längere Zeit betriebsmäßiger Belastung unterworfen.

Eine sinngemäße Prüfmöglichkeit für Freileitungsstützenisolatoren, also ausschließlich für Dauerbelastung, ist in dem Gerät nach Fig. 13 Grundrißplan 2 (6) neu geschaffen. Die Belastung geschieht hier durch eine je nach der Isolatorengröße abgestimmte Wasserlast mit Hebelübersetzung. Die Anordnung ist aus dem Bilde klar erkennbar.

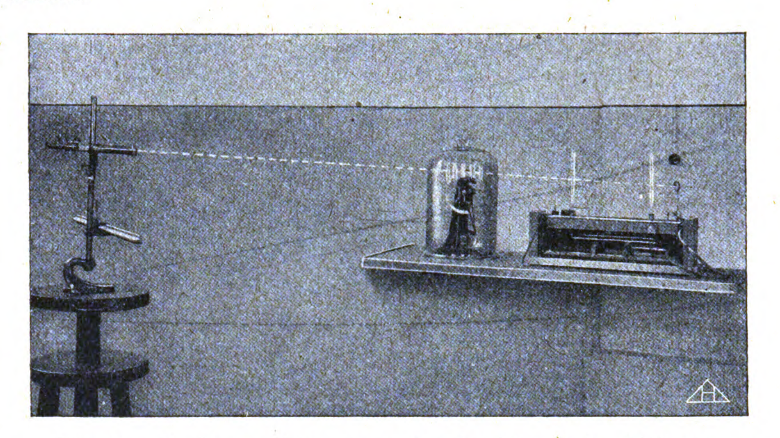


Fig. 15. Gerät zur Bestimmung des Ausdehnungskoeffizienten.

Eine kleinere Zerreißmaschine machte sich noch für leichte Isolatoren, wie beispielsweise für Straßen- und Grubenbahnen und für feinere Messungen bei Werkstoffprüfungen erforderlich. Die Fig. 14 zeigt das Gesamtbild, Grundriß 2 (7) den Standort. Die Höchstlast beträgt nur 1 t, der Antrieb konnte darum von Hand gewählt werden. Die Kraftmessung geschieht wieder durch Meßdose und zwei Manometer für 1000 und 500 kg. Vom Vergleichsgerät konnte hier abgesehen werden, da beide Instrumente hierfür wechselseitig dienen können. Für diese Prüfeinrichtung konnte in der Hauptsache eine normale Ausführung benutzt werden, nur gewisse kleinere Abänderungen sind berücksichtigt worden.

Weitere Feinmeßgeräte sind aus den Fig. 15 und 16 Grundrißplan 2 (8 und 9) erkennen. Die erste zeigt eine Vorrichtung zur Bestimmung der Ausdehnung und Quellung von Stäben aus Porzellan (Masseprüfung), Zement, Kitt u. dgl. unter verschiedenen Temperaturen, eine Untersuchung, der ganz besondere Wichtigkeit zu-

kommt und der die Werkstoffe in regelmäßigen Abständen unterworfen werden. Fig. 16 gibt ein Pendelschlagwerk von 10 cmkg Arbeitsinhalt wieder, das sich für die Beurteilung verschiedener Porzellanmassen und der Brände untereinander als sehr zweckmäßig erwiesen hat. Diese Prüfart ist aus dem Maschinenbau übernommen und wohl

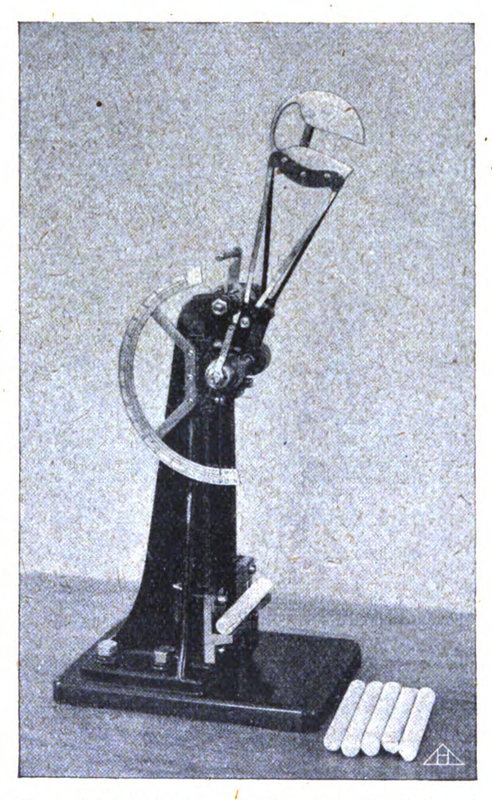


Fig. 16. Pendelschlagwerk für 10 cmkg Arbeitsinhalt.

zuerst im Prüffeld der Telefunkengesellschaft, Berlin, für Porzellanuntersuchungen in Anwendung gebracht, anschließend wurde die hier benutzte kleine Form durchgearbeitet.

Eine von den Porzellanfabriken Hermsdorf und Freiberg seit langem geübte Prüfart, wie sie neuerdings auch vom V. D. E. angenommen ist, wird mit dem in neue bequeme Form gebrachten Tauchgerät nach Fig. 17, Grundrißplan 2 (10), an allen Lieferungen

stichprobenweise vorgenommen. Die Isolatoren werden gemäß den V. D. E.-Festsetzungen mehrmals abwechselnd in Wasser von Raumtemperatur und von höheren Wärmegraden getaucht. Ein Zusatz-

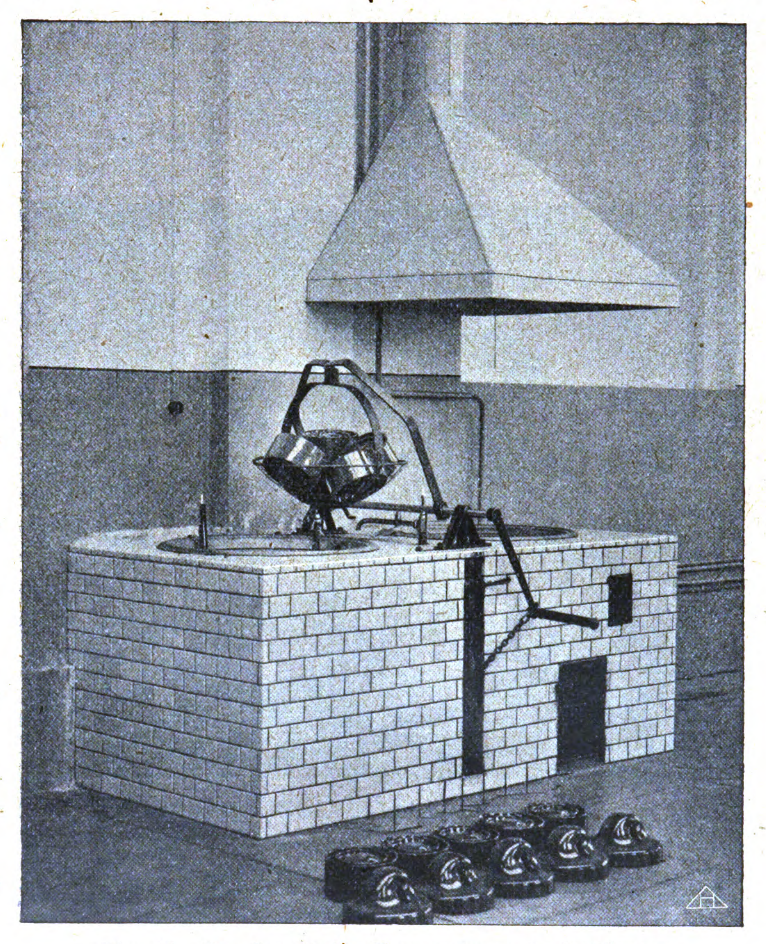


Fig. 17. Tauchgerät für Temperaturwechselprüfungen.

gerät gestattet hier auch Prüfungen unter Zug- und Temperatureinfluß zugleich.

Prüfungen auf Saugfähigkeit des Scherbens, wie sie ebenfalls vom V. D. E. verlangt werden, bedingen keine besonderen Einrichtungen, so daß von deren Beschreibung an dieser Stelle abgesehen

werden kann. Die Notwendigkeit solcher Untersuchungen erübrigt sich sogar im allgemeinen, da normal gebranntes deutsches Hartporzellan auch im unglasierten, frisch aufgeschlagenen Scherben vollkommen dicht ist. Einzelne Fehlbrände sind dem geübten Auge auch schon ohne Anfärbung kenntlich.

Von weiteren Untersuchungseinrichtungen seien erwähnt: ein Gerät zur Bestimmung der Biegefestigkeit und des Elastizitätsmoduls an Werkstoffproben, ferner Mikroskope zur Dünnschliff-

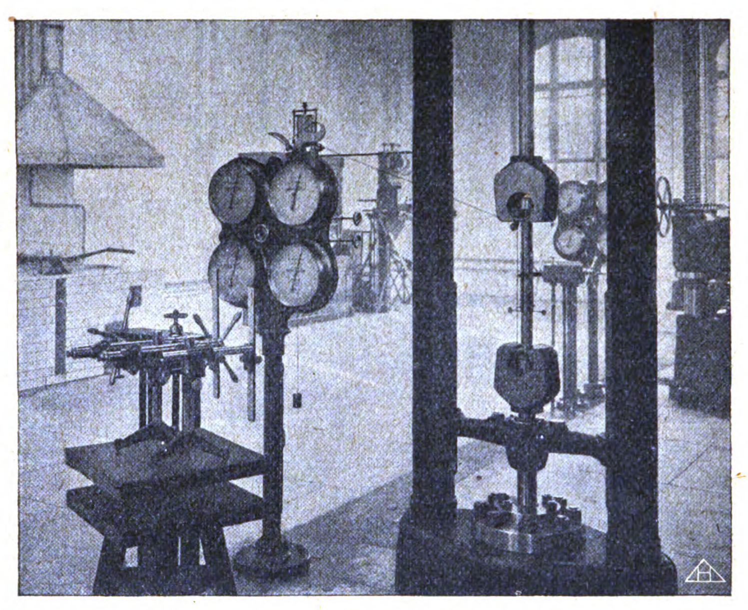


Fig. 18. 30 t-Zerreißmaschine mit Eichstab und Martens-Spiegel-Gerät.

betrachtung und sonstige Hilfsmittel, auf die im einzelnen einzugehen sich hier erübrigt.

Die weiteren Nummern im Grundrißplan 2 (11 bis 18) geben Hilfseinrichtungen, wie Schränke, Arbeitstische, Reserveteiltafeln, Schutzschilde u. dgl. an.

Die Gesamtanlage wird auf ihre Leistungsfähigkeit insbesondere richtiges Arbeiten der Prüfmaschinen regelmäßig überholt. Die Eichung geschieht mit Hilfe von Stahlzylindern nach dem Verfahren von Martens mit dem Spiegelgerät, dessen Anordnung in Fig. 18 und 19

gezeigt ist. Die allgemeine Anwendung desselben muß in dieser Arbeit als bekannt vorausgesetzt werden.

Die vorstehende Beschreibung der vielfachen Anforderungen an Isolatoren für die Funktechnik, der eingehenden systematischen Ver-

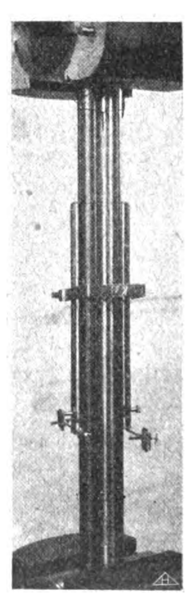


Fig. 19. Eichstab mit Meßfeder und Spiegel aus Fig. 18.

suche, der Konstruktionsarbeiten, der anschließenden Prüfung wie der Durcharbeitung der zum Teil ganz neuartigen Prüfeinrichtungen dürfte gezeigt haben, daß nur das Porzellan ein hierfür geeigneter Werkstoff ist, und daß ganz besonders die Hermsdorf-Schomburg-Freiberg-Werke einen großen Teil der Entwicklungsarbeit mitgeleistet haben.

Eine Nullmethode zur Feinabstimmung gleich gebauter Schwingungskreise.

Von **Wilhelm Fischer.**

Wenn es bei der Abstimmung zweier gleich gebauter, also annähernd gleich gedämpfter Schwingungskreise auf eine größere Genauigkeit ankommt, als durch den Vergleich der Resonanzkurven erreicht werden kann, so bietet folgender Weg eine zu beliebiger Empfindlichkeit steigerungsfähige Nullmethode:

Die beiden etwa nach der Resonanzmethode roh abgeglichenen Schwingungskreise, die so aufgestellt sind, daß sie sich gegenseitig möglichst wenig beeinflussen, werden als Sekundärkreise mit einem gemeinsamen Primärkreis von annähernd derselben Frequenz gleichmäßig gekoppelt. Die Selbstinduktion des Primärkreises besteht zu diesem Zweck am besten aus zwei getrennten Hälften. Der Primärkreis wird in bekannter Weise durch Löschfunken erregt und die Kopplung der beiden Sekundärkreise so geregelt, daß gute Löschwirkung eintritt. In beiden Sekundärkreisen kommen also nur die Eigenschwingungen zur Wirkung und diese müssen, da die Kreise von einem gemeinsamen Primärkreis erregt werden, in beiden phasengleich verlaufen.

Der Meßkreis bestehe nun aus einem empfindlichen evakuierten Thermoelement mit angeschlossenem Spiegelgalvanometer; an das Thermoelement können durch Schalter einzeln oder parallel zwei gleiche Kopplungsspulen angeschlossen werden, welche je mit einem der beiden Sekundärkreise lose gekoppelt werden. Die Kopplung wird so geregelt, daß die Einzelausschläge, d. h. die Amplituden in beiden Kopplungsspulen, gleich sind. Werden jetzt beide Spulen parallel an das Thermoelement gelegt, und zwar so, daß der Wicklungssinn der einen entgegengesetzt dem der anderen verläuft, so überlagern sich im Thermoelement die beiden entgegengesetzt induzierten Schwingungen und müssen sich gegenseitig, da sie gleiche Phase und gleiche Amplitude haben, vollkommen aufheben, wenn sie dieselbe Frequenz haben. Der eine der beiden Kreise ist also solange nachzustimmen, bis der gemeinsame Ausschlag im Galvanometer vollkommen verschwindet.

Die Empfindlichkeit der Methode ist durch größere Energiezufuhr und bis zu gewissen Grenzen durch festere Meßkreiskopplung beliebig zu steigern; sie ist bei weitem größer als die der meisten anderen Abstimmungsmethoden. Voraussetzung ist annähernd gleiche Dämpfung. In derselben Weise ist die Methode natürlich bei Kreisen gleicher Frequenz zur Abgleichung der Dämpfung zu verwenden.

Luftelektrische Empfangsstörungen.

Von **Karl Stoye.**

Die Untersuchung der luftelektrischen Empfangsstörungen, der Lautstärke- und Richtungsschwankungen kann uns noch manches wertvolle Material zu der weiteren Erforschung von Vorgängen in unserer Atmosphäre liefern. Bei den luftelektrischen Störungen sind bisher nur wenige Gruppen, meist zwei oder drei, unterschieden worden; ich habe versucht zehn Gruppen festzulegen. Die Untersuchungen beschränkten sich zum größten Teil auf Wellen von 600—2000 m und geschahen mit der üblichen Empfangsapparatur und n-facher Verstärkung. Die Beobachtungsorte lagen (1915—1917) in der oberrheinischen Tiefebene und den angrenzenden Gebieten.

Störungstypen:

1. Typ des diesigen Wetters: an Stärke abnehmender pfeifender Ton, der am Ende fast in Zischen übergeht.

2. Nebeltyp: Zischlaut (schwach).

3. Wolkenauflösungstyp: gehäufte Störungsgruppen, explosionsartig, Krachen.

4. Cirrentyp: „trrrrtasss“ (Gaumen-r).

5. Blitztyp: „rrrrrrrsss“ (Gaumen-r); eine schnellere Folge der „rr“ als bei Typ 4.

6. Fronttyp (Böen): Knarren, drehklapperartiges Geräusch.

7. Cumulustyp (Entwicklungstyp): Kurze, einmalige, scharfe Knacke.

8. Gewitter-cu-Typ: Gruppenhaftes Auftreten von scharfen Knacken, die an Stärke unter sich verschieden sind.

9. Sonnenaufgangstyp: heftiges Schnarren und Kratzen (Gaumen-r-artig) von längerer Dauer, d. h. nicht gruppenartig ausgebildet.

10. Sonnenuntergangstyp: Überlagerung von 3, 9 und anderen Typen.

Besonders die Auflösung von Wolken im *A-Cu*-Niveau scheint ganz erhebliche Störungen zu verursachen (3). Die abendlichen Störungen um Sonnenuntergang sind, wie allgemein bekannt ist, teils bedingt durch die dann einsetzende Abkühlung der bodennahen Schichten und die damit eintretenden Kondensationserscheinungen, teils durch die einsetzende Auflösung von Wolken. Bei aufziehenden *Ci* verstärkten sich die Störungen meist dauernd mit zunehmender Dichte der *Ci.* — Zwischen dem Emporschnellen der *Cu* im Sommer und den Störungen ließen sich die Zusammenhänge ohne weiteres feststellen. So wurde

wiederholt an Tagen mit normalem Störungsgang die Entwicklung von Gewittern mit den charakteristischen Störungstypen beobachtet. Jedes Stadium der Gewitterbildung löst einen bestimmten Störungstyp aus. Die Störungszahl (Typ 5) in der Minute betrug z. B. am 28. 7. 1917 (Gewitter in Entwicklung):

1.— 7.	Minute	3—4	
8.	„	5	
9.	„	2	
10.	„	4	
11.	„	2	
12.—18.	„	3—4	
19.	„	4	
20.	„	1	
21.	„	3	
22.	„	6	kurzes, schwaches Donnern wird gehört
23.	„	7	
24.	„	4	
25.	„	3	
26.	„	2	
27.	„	6	
28.—35.	„	5—7	schnelles Aufschießen der *Cu* und längeres Donnern.

Bei den Gewittern haben wir eine Überlagerung der Gruppen 4 bis 8. Der Blitztyp trat wiederholt nachts bei ganz klarem Himmel auf; nur einige Male wurde dabei ein Aufleuchten im Zenith beobachtet. Der Störungsanstieg erfolgte bei Gewittern mehrere Stunden vorher; allerdings war auch einige Male das Gegenteil der Fall. Trotz ausgeprägter Gewitteranzeichen war die Störungszahl normal, bis dann plötzlich eine Auslösung erfolgte und nun mit ziemlicher Heftigkeit stoßweise die Störungen einsetzten. Dabei sei erinnert an eine Arbeit von A. Schmauß über „Kolloidchemie und Meteorologie“ im 37. Jahrgang (1920) der Meteorologischen Zeitschrift (S. 4 und 5), in der die „katastrophalen Umwandlungsvorgänge“ in kolloidalen Lösungen durch Einbringen von Katalysatoren auf die Atmosphäre angewendet werden. — Gebiete starker Potentialstörungen sind auch die Dunstschichten. Eine Station, die während des Sommers gerade an der oberen Grenze des unteren Dunsthorizontes lag, zeigte ganz abnorme Störungszahlen. Als Vergleichsstationen dienten eine Boden- und eine Höhenstation (unter 1000 m). An der Höhenstation wurden auch einige Anhaltspunkte über die Luftstörungen in oder dicht unter Wolkendecken gewonnen.

Bei den Störungen in Wolkendecken kam es ganz auf die Wolkenart an. Hohe Störungszahlen zeigten *Cu*-Decken. — Die Tageskurve der Störungen (Sommer) zeigte Maxima:

0330—0430
1100 (schwach)
1700—1830[1])
2215—0030[2]) (Minimum oft gegen 2300).

Die Beobachtungen um Sonnenauf- und Sonnenuntergang erfordern engere Beobachtungsintervalle, als es bisher bei allen Untersuchungen geschehen ist. Während die Mehrzahl der Beobachter (Halle) gefunden hat, daß das Sonnenaufgangsminimum der Störungen niemals scharf war, das Sonnenuntergangsminimum dagegen sehr scharf, so war es bei meinen Untersuchungsreihen (Straßburg i. Els.) gerade umgekehrt oder beide Minima waren scharf ausgeprägt. Die örtliche Lage der Station wird hierbei mit ausschlaggebend sein (Bodennebel usw.).

Es wurde versucht, die Ursprungsorte der luftelektrischen Störungen durch Messungen mittels Richtempfängers zu ermitteln. So konnten (s. auch W. Austin[3]) scharf gerichtete und schlecht gerichtete Störungen unterschieden werden. Lokalisierte Gewitterbildungen oder gewitterartige Böenbildungen konnten der Richtung nach oftmals festgelegt werden. Dabei wechselten vielfach scharf und schlecht oder nicht gerichtete Störungen. Bei gerichteten Luftstörungstypen konnte der Richtempfänger mit Erfolg zur Störbefreiung benutzt werden. Besonders reich an Störungen erwiesen sich bewaldete Zonen mit ihrer bekannten sommerlichen Wolkenentwicklung. Obwohl auch den Sonnenaufgangsstörungen in bezug auf Herkunftsort große Aufmerksamkeit gewidmet wurde, konnte ein Ergebnis nicht gewonnen werden.

Die Beobachtung der Empfangsstörungen darf als ein bedeutungsvoller Beitrag zu den luftelektrischen Meßmethoden nicht außer acht gelassen werden. Einen weiteren Aufschluß über Feldveränderungen in größeren Höhen im Zusammenhang mit den luftelektrischen Störungen können uns Untersuchungen geben, wie sie Fr. Herath[4]) in Lindenberg begonnen hat.

---

1) Jahrb. d. drahtl. Telegraph. u. Teleph. **18**, 1921, S. 242.
2) Jahrb. d. drahtl. Telegraph. u. Teleph. **19**, 1922, S. 289.
3) Jahrb. d. drahtl. Telegraph. u. Teleph. **19**, 1922, S. 115—126.
4) Fr. Herath, Luftelektrische Höhenbeobachtungen mittels Fesselaufstiegen. Met. Ztschr. 1920, S. 343—344.

Drahtloser Verkehr über große Entfernungen.[1])

Von **L. W. Austin.**

Übersetzt von H. Eales.

Die Entfernungen, die im drahtlosen Verkehr überbrückt werden können, sind bisher in der Hauptsache stets durch den Empfindlichkeitsgrad der Empfängerapparate begrenzt worden und erst in zweiter Linie durch die Größe der Übertragerenergie. In der ersten Zeit, wo noch Fritter verwendet wurden, war eine zuverlässige Übertragung auf einige Meilen beschränkt. Mit der Erfindung der elektrolytischen und der Kristalldetektoren konnte der Bereich zuverlässiger Übertragung nach Hunderten von Meilen beziffert werden und es bestand schon ein wenn auch etwas unsicherer Verkehr über den Atlantischen Ozean. So war die Lage zu Beginn des Jahres 1914, als die neue Entdeckung, daß das Dreielektroden-Audion (Elektronenröhre) von De Forest imstande war, Schwingungen zu erzeugen, eine neue Ära für den drahtlosen Verkehr eröffnete. Bis zu diesem Zeitpunkt waren Funkensenderapparate allgemein sowohl für Schiffsinstallationen kurzer Reichweite als auch für die wenigen damals bestehenden Großstationen mit großer Reichweite verwendet worden. Der um das Jahr 1908 eingeführte Poulsen-Lichtbogen, der im Gegensatz zu den gedämpften Wellenzügen der Funkensender kontinuierliche Wellen erzeugte, war schrittweise entwickelt worden, so daß Leistungen von 50 kW und mehr erzielt worden waren, und es war auch schon mit dem Bau von Hochfrequenzwechselstromerzeugern begonnen worden, die ebenfalls ungedämpfte Wellen erzeugen. Die Vorteile der kontinuierlichen Wellen gegenüber den gedämpften Wellen für die Übertragung mit großer Leistung waren bereits wohl erkannt. Man hatte auch schon erkannt, daß, außer der erhöhten Empfangsselektivität, die für eine bestimmte Größe des Antennensendestromes erforderlichen Antennen viel kleiner gemacht werden konnten, wenn kontinuierliche Wellen benutzt wurden, und daß die Beschränkung der verfügbaren Wellenlänge, die im Falle der gedämpften Wellen bestand, durch den Gebrauch ungedämpfter Wellen, beseitigt wurde. Diese Beschränkung hinsichtlich der Wellenlänge für gedämpfte Wellen rührt von dem Umstand her, daß die Dauer der Wellenzüge für ein gegebenes Dekrement um so größer

1) Überreicht in der Sitzung der Elektrischen Abteilung des Franklin-Institutes am Donnerstag, den 2. Februar 1922.



wird, je mehr die Wellenlänge vergrößert wird, d. h. je mehr die Wellenfrequenz verringert wird, so daß für eine gegebene Funkenfrequenz die aufeinanderfolgenden Wellenzüge sich einander nähern und gegebenenfalls überlappen und so die Klarheit der Signale zerstören. Für Funkenfrequenzen der am meisten erwünschten Größenordnung setzt dieser Umstand der Wellenlänge bei vier- bis fünftausend Metern eine Grenze.

Bis zum Jahre 1914 bestand kein sehr befriedigendes Verfahren zum Empfang kontinuierlicher Wellen. Die übliche Funkenempfangsmethode konnte nicht verwendet werden, weil die Wellen nicht mehr in Züge von hörbarer Frequenz unterteilt waren. Poulsen hatte in den Telephonkreis des Empfängers eine Art Stromunterbrecher geschaltet, den er „Ticker“ nannte, und der den Zweck hatte, die Wellen zu unterteilen, und dies war weiter verbessert worden und wurde ganz allgemein verwendet, obwohl es bei weitem nicht befriedigte, da der Ton der Signale, der im Telephon gehört wurde, nicht musikalisch rein war und nicht leicht von den Geräuschen unterschieden werden konnte, die von atmosphärischen und von Induktionsstörungen herrührten. Noch mehrere Jahre vor den ersten Versuchen von Marconi hielt Tesla eine erstaunliche Reihe von Vorlesungen, in denen er ein System der Wellentelegraphie schilderte, das zum mindesten in den Grundzügen, fast alles, mit Ausnahme der Detektoren und der Verstärker, enthält, was für unseren heutigen drahtlosen Verkehr erforderlich ist. In diesen Vorlesungen schlug Tesla vor, kontinuierliche Wellen dadurch zu empfangen, daß man die Schwebungen hörbarer Frequenz ausnützen sollte, die zwischen zwei Wellenzügen gebildet werden, die mit etwas voneinander abweichender Frequenz von der Sendestation ausgesandt würden. Fessenden verbesserte den Gedanken dadurch, daß er die Quelle für das zweite Wellensystem zur Erzeugung der Schwebung auf der Empfangsstation aufstellte, und es wurde von seiner Gesellschaft in der Tat ein Apparat gebaut, bei dem ein kleiner Lichtbogensender auf einen gewöhnlichen Funkenempfangsapparat zur Einwirkung gebracht wurde, so daß ungedämpfte Signale nach dem Schwebungsprinzip empfangen werden konnten. Diese Anordnung jedoch erwies sich als nahezu undurchführbar, und es ist zweifelhaft, ob die Schwebungsmethode den Ticker verdrängt haben würde, wenn die schwingungserzeugende Elektronenröhre nicht erfunden worden wäre. Wie bei so vielen großen Entdeckungen in der Geschichte der Technik scheint auch hier der Gedanke, daß die Elektronenröhre von De Forest zu einer Quelle für

elektrische Schwingungen gemacht werden kann, fast gleichzeitig einer ganzen Anzahl von Forschern gekommen zu sein. Und fast zur gleichen Zeit (1913) brachten Armstrong in Amerika, A. Meissner in Deutschland und H. J. Round in England diese Idee in praktische Form.

Da die Elektronenröhre imstande ist, als Detektor zu wirken und gleichzeitig ihre eigenen Schwingungen zu erzeugen, löste sie mit einem Male das Problem des Schwebungsempfanges auf dem denkbar einfachsten Wege.[1]) Man kann wohl sagen, daß mit der etwa zur selben Zeit gemachten Entdeckung, daß die Röhre imstande war, schwache elektrische Ströme von hoher Frequenz oder von hörbarer Frequenz zu verstärken und daß durch Verbindung solcher Röhren in Kaskadenschaltung diese Verstärkung bis auf fast jeden gewünschten Betrag gesteigert werden konnte, die Technik des modernen Hörempfanges erst zu vollkommener Entwicklung gekommen ist. Die neue Schwebungsempfangsmethode hat verschiedene Vorteile vor den älteren Methoden, bei denen elektrolytische oder Kristallkontaktdetektoren oder das nichtschwingende Audion verwendet wurden. In erster Linie kann die Tonhöhe der Schwebungen durch Veränderung der Frequenz der an der Empfangsstation erzeugten Überlagerungsschwingungen je nach Belieben des Empfangsbeamten auf die für sein Ohr günstigste Höhe gebracht werden. Zweitens hat jede störende Station, die nicht mit genau derselben Wellenlänge arbeitet wie die Sendestation, mit der zusammen gearbeitet wird, ihre vollkommen verschiedene Tonhöhe. Drittens hat die Bildung der Schwebungen im Empfangskreise das Entstehen von Strömen im Empfangstelephon zur Folge, die proportional den Hochfrequenzströmen in der Antenne sind, während bei den alten Detektoren die Telephonströme dem Quadrat der Antennenströme proportional waren. Dieses quadratische Gesetz des Empfangs hat zur Folge, daß starke Signale sehr laut und schwache Signale sehr leise sind. Im Falle atmosphärischer Störungen mit ihren starken Augenblicksintensitätsspitzen hat dies häufig zur Folge, daß die etwas schwächeren Signale übertäubt werden, die mit ungedämpften Wellen und Schwebungsempfang leicht gehört werden könnten. Die Erfahrung zeigt, daß unter den gewöhnlichen Verhältnissen atmosphärischer Stö-

1) Für gewisse Zwecke und insbesondere wenn mit Hochfrequenzverstärkung gearbeitet wird, hat es sich als zweckmäßig herausgestellt, diese beiden Wirkungen zu trennen und eine Röhre als Detektor und eine andere mit dem Schwingungskreise induktiv gekoppelte Röhre als Schwingungserzeuger zur Erzeugung der Schwebungen zu benutzen.



rungen zwei- bis viermal so viel Strom in der Sendeantenne erforderlich ist um ein wahrnehmbares Signal im Falle der gedämpften Wellen zu erhalten als mit ungedämpften Wellen und Schwebungsempfang.

Die neuerliche Entwicklung der Sender ist in drei voneinander unabhängigen Richtungen gegangen, dem Lichtbogen, der Hochfrequenzmaschine und der Elektronengeneratorenröhre. Der Gebrauch des Lichtbogengenerators erhielt einen großen Anstoß zur Zeit der Entdeckung der Schwingungsröhre als Detektor, und trotz bestimmter ihm anhaftender Nachteile ist seine Verwendung immer mehr gestiegen wegen seiner großen Einfachheit und Zuverlässigkeit.

Von der Hochfrequenzmaschine sind zurzeit drei Typen im Gebrauch, von denen diejenige von Alexanderson von der Radio Corporation of Amerika angewendet wird, die sie in einer Anzahl von Großstationen eingebaut hat. In Frankreich ist die Maschine von Latour zur Vorherrschaft gelangt, während in Deutschland die Telefunkenmaschine die einzige von Bedeutung ist, da die Goldschmidt-Type, wie ich glaube, nicht mehr verwendet wird. Alle diese drei Maschinen sind von der Induktortype, die Alexanderson- und Latourmaschine erzeugen die gewünschte Hochfrequenz unmittelbar, während die Telefunkenmaschine mit geringerer Geschwindigkeit läuft, weniger Pole hat und die Frequenz mit Hilfe von Frequenztransformatoren erhöht.

Die dritte Art, hochfrequente elektrische Schwingungen zu erzeugen, d. h. die der Elektronenröhre, ist, obwohl sie für kleine Leistungen bereits ganz allgemein in Gebrauch ist, für große Leistungen erst im Begriffe sich das Feld zu erobern. Die englische Marconi-Gesellschaft hat kürzlich ihre Clifden-Station in Irland mit einem Elektronenröhrenapparat für den Verkehr mit Neu-Schottland ausgerüstet und die Gesellschaft hat festgestellt, daß ihre Leistung außerordentlich zufriedenstellend ist.

Die Vorteile und Nachteile dieser drei Methoden, kontinuierliche Wellen zu erzeugen, können etwa wie folgt zusammengefaßt werden:

Die Vorteile des Lichtbogens bestehen in den niedrigen Anschaffungskosten, der Einfachheit der Handhabung, der Leichtigkeit des Wellenlängenwechsels, der Zuverlässigkeit und den geringen Betriebskosten.

Seine Nachteile sind ein etwas niedriger Gesamtwirkungsgrad und eine etwas unreine Welle, die Anlaß zum Aussenden höherer Harmonischer und anderer Störungen geben, die unerwünschte Interferenzen für Stationen ergeben, die mit kurzen Wellenlängen arbeiten. Die



Harmonischen können indessen in der Hauptsache durch induktive Kopplung des Lichtbogens mit der Antenne eliminiert werden.

Die Wechselstrommaschinen haben den Vorteil des höheren Gesamtwirkungsgrades als der Lichtbogen, eine reinere Welle und vielleicht die Möglichkeit, daß sie in größeren Einheiten gebaut und zur Erzielung sehr großer Leistungen parallel geschaltet werden können. Ihre Nachteile sind die hohen Anschaffungskosten und ein weniger unempfindlicher Bau als die gewöhnlichen Typen von Wechselstrommaschinen. Die Alexanderson- und die Latour-Hochfrequenzmaschine besitzen geringere Leichtigkeit des Wellenwechsels, während die Telefunkenmaschine auf Vielfache ihrer Grundfrequenz beschränkt ist.

Während unsere Kenntnis der Bewährung der Elektronenröhrenapparate für große Leistungen sehr beschränkt ist, haben sie doch gewisse Eigenschaften, die sie scheinbar zu einigermaßen hoffnungsvollen Mitbewerbern für den Lichtbogen und die Hochfrequenzmaschine machen. Ihre Vorteile sind der höchste Gesamtwirkungsgrad (70 bis 90 %) vollkommene Anpassungsfähigkeit für Wellenlängenänderung, niedrige Anschaffungskosten und große Reinheit der Töne beim Signalempfang. Die Nachteile bestehen in den voraussichtlich hohen Unterhaltungskosten, in den Harmonischen, die beträchtlich unangenehmer sind als die bei den Hochfrequenzmaschinen, und in der Tatsache, daß es wenigstens bis zum heutigen Tage noch nicht ermöglicht werden konnte, sie im Handel in Sätzen von einer Normalleistung von mehr als 7 oder 8 kW zu bauen, obwohl es heißt, daß Versuchsröhren für Leistungen von über 30 kW gebaut worden seien.

Die Antennen, die auf Großstationen gebraucht worden sind, sind von sehr verschiedener Form. Manche Ingenieure haben geglaubt, daß die Marconische geknickte Antenne, die eine vielmal größere Länge als Höhe besitzt, die Eigenschaft einer ausgesprochenen Richtwirkung besäße, so daß Signale in der bevorzugten Richtung mit viel geringerer Leistung ausgesandt werden könnten als mit einer symmetrischen Antenne. Aber die allgemeine Meinung scheint jetzt zu sein, daß die Richtwirkung der langen Antenne für die im Verkehr über große Entfernungen gebräuchlichen Wellenlängen zu vernachlässigen ist und daß, so lange die Antenne genügende Kapazität für die gewünschten Ströme ohne nachteilige Spannung besitzt und so lange sie genügend hoch über dem Erdboden gespannt ist, ihre Gestalt ohne Bedeutung ist.

Die bisher beschriebenen Teile der Sendestation, der Generator und die Antenne, können vom Gesichtspunkt des Wirkungsgrades als

zufriedenstellend betrachtet werden, aber wir kommen jetzt zu dem schwachen Gliede in unserem Sendesystem, d. i. zur Antennenordnung. Bei Stationen für kurze Wellenlängen, bei denen die zur Strahlung verbrauchte Leistung beträchtlich ist, ist der Widerstand des Erdungssystems nicht von großer Bedeutung; aber für Stationen für Verkehr auf große Entfernungen und große Wellenlängen bildet es eins der beiden drängendsten Probleme der Hochfrequenztechnik.

In Widerstand ausgedrückt beträgt die zur Strahlung verbrauchte Energie z. B. in Annapolis bei einer Wellenlänge von 17000 m 0,07 Ohm, während der Verlustwiderstand 1,6 Ohm ausmacht, von denen etwas mehr als 1,0 Ohm im Erdungssystem liegt, d. h. wir haben einen Strahlungswirkungsgrad von nur 4,1%. Nun belaufen sich die Energiekosten einer Station wie derjenigen von Annapolis auf annähernd 40000 Dollar im Jahr. Wenn daher der Erdwiderstand beseitigt werden könnte und die Kosten auf annähernd ein Drittel ihres gegenwärtigen Betrages verringert werden könnten, würde es der Mühe wert sein.

Alexanderson von der Radio Corporation hat sich erfolgreich bemüht eine bemerkenswerte Verbesserung bezüglich des Erdwiderstands zu machen bei vielen Stationen der Radio Corporation, die Antennen der langen Marconi-Type haben, indem er getrennte Verbindungen zwischen der Antenne und dem Erdboden einführte an einer Anzahl von längs der ganzen Antenne verteilten Punkten und so den Stromfluß teilte und die Entfernung verringerte, die der Strom in dem schlecht leitenden Erdboden zurückzulegen gezwungen war. In Neu-Braunschweig hat dieses System den Antennenwiderstand von 3 Ohm auf annähernd 0,25 Ohm verringert. Es ist indessen offenbar nur anwendbar auf lange enge Antennen. Es verringert etwas die wirksame Höhe, und da jede der abwärtsführenden Leitungen gesondert abgestimmt werden muß, macht es eine Wellenänderung und ein Wiederabstimmen umständlich. In allerneuester Zeit hat A. Meissner von der Deutschen Telefunken-Gesellschaft einen noch größeren Erfolg bei der Verringerung des Erdwiderstandes angekündigt, der indessen bisher nur an einer kleinen Modellantenne ausprobiert worden ist. Nach A. Meissners Plan werden eingegrabene Erddrähte unter der Antenne verlegt und derart verteilt, daß der in jeder Erdungseinheit gesammelte Strombetrag proportional der Stärke des elektrischen Feldes der Antenne in der gegebenen Lage der Erdungseinheit ist. Rückleitungsdrähte von den Erdungseinheiten sind dann, auf Pfählen verlegt, zurück zum Fuße der Antennenableitung geführt.

Auf diese Weise wird der Strom fast bei seinem Eintreten in den Erdboden aus diesem abgenommen und der Erdwiderstand wird so auf ein Minimum verringert. A. Meissner behauptet, daß er auf diese Weise die Erdverluste auf annähernd 0,1 Ohm verringert habe, und da die Erdwiderstände großer Antennen immer als kleiner als diejenigen kleiner Antennen gefunden worden sind, scheint berechtigte Hoffnung zu bestehen, daß dieses Hochfrequenzproblem bald gelöst werden wird, zum mindesten für Antennen der symmetrischen Typen.

So wichtig auch das Problem des Erdwiderstandes ist, nach der Meinung der Hochfrequenzingenieure sinkt es bis zur Bedeutungslosigkeit herab im Vergleich zu dem überragenden Hochfrequenzproblem der Eliminierung atmosphärischer Störungen, da auf der Lösung dieses Problems die ganze Zukunft des Wellentelegraphieverkehrs über große Entfernungen beruht. Wenn wir von diesen Störungen befreit wären, so würden wir einen vollkommenen Verkehr mit Europa haben mit kleinen Stationen von nur 2 oder 3 kW, da uns die Elektronenröhrenverstärker in den Stand setzen, die Signale auf fast jeden gewünschten Betrag zu verstärken, während unter den bestehenden Bedingungen selbst Stationen von 1000 kW bei weitem keinen vollkommen zufriedenstellenden Verkehr ergeben. Mir ist erzählt worden, daß während des ganzen Monats Juli des vergangenen Jahres der Verkehr zwischen zwei der transatlantischen Stationen, die zu den zuverlässigsten gerechnet werden, so schlecht war, daß nur 23% der ausgesandten Worte erfolgreich empfangen wurden.

Während der letzten zehn Jahre sind große Anstrengungen auf die Lösung des Störungsproblems verwendet worden. In meinem eigenen Laboratorium sind allein mehr als hundert verschiedene Schaltungen und andere Anordnungen versucht worden, aber zum größten Teil mit nur mittelmäßigem Erfolg. Es wurde schon früh gefunden, daß ein Antennenkreis mit großer Induktanz und kleiner Kapazität verhältnismäßig besser war für Empfang bei vorhandenen Störungen als eine Antenne mit entgegengesetzten Eigenschaften, aber die aus dieser Einstellung sich ergebende Verbesserung ist nur gering. Später wurde entdeckt, daß durch die Verwendung geschlossener Rahmenantennen oder durch die Verwendung eingegrabener Drähte das Verhältnis der Signale zu den Störungen von zwei bis zu vier verbessert werden konnte. Die Abstimmung des die Telephone enthaltenden Kreises auf die Hörfrequenz gibt auch eine gewisse Verbesserung des Verhältnisses der Signale zu den Störungen und ist wertvoll beim Empfang, wenn die ankommenden Signale nahezu vernehmbar sind,

aber keine dieser Methoden bietet irgendeinen Nutzen gegen die Störungen, wie sie häufig unseren Verkehr von Europa während der Sommermonate unterbrechen. Die erste wesentliche Verbesserung beim Empfang schwacher Signale während schwerer Störungen im Sommer entsprang der während des Krieges gemachten Entdeckung, daß der größere Teil unserer übelsten Störungen im allgemeinen aus dem Südwesten kamen, und so ergab sich die Möglichkeit, durch Verwendung eines einseitig gerichteten Antennensystems, das für den Empfang aus nördlicher und östlicher Richtung eingestellt war, zu Zeiten von schwachen europäischen Stationen trotz heftigster Störung zu empfangen. Diese Richtantennensysteme bestehen meist aus einer gewöhnlichen Antenne in Verbindung mit einer gerichteten Antenne z. B.

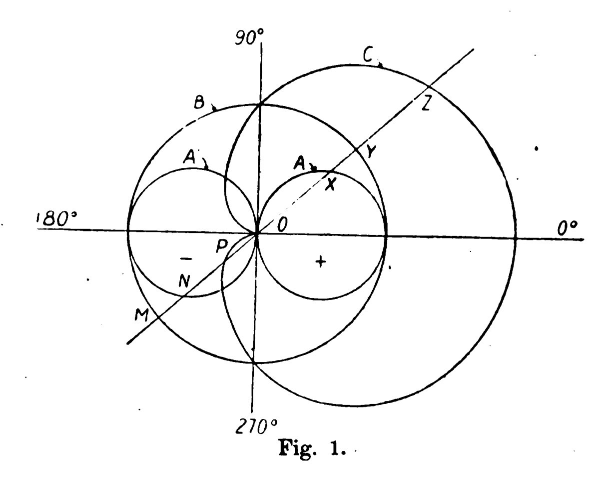


Fig. 1.

einer Rahmenantenne oder eines eingegrabenen Drahtes. Diese letzteren empfangen sehr stark aus der Richtung ihrer Längsachse und überhaupt nicht aus einer Richtung senkrecht hierzu. Die Empfangskurve für die Rahmenantenne ist in Fig. 1 bei AA' dargestellt. In Kombination mit der gewöhnlichen Antenne, die eine Empfangskurve in der Form eines Kreises hat, ergibt die Kombination eine herzförmige Kurve wie in der Figur angedeutet. Das heißt, es besteht eine der Richtung des größten Empfangs genau entgegengesetzte Richtung, in der der Empfang Null ist. Unglücklicherweise jedoch kommen an der atlantischen Küste die Störungen zu einer gegebenen Zeit nicht immer aus derselben Richtung, und unter diesen Umständen sind unsere Richtantennensysteme, wenn sie von verschiedenen Richtungen gleichzeitig

gestört werden, nicht mehr von Nutzen. Es gibt jedoch einige begünstigte Stellen auf der Erde, wo die Störungen immer von derselben Stelle herzukommen scheinen, so daß für den Empfang von Stationen, die in einer Richtung liegen, die nicht zu nahe an derjenigen nach dem Störungszentrum liegen, das Problem als nahezu gelöst betrachtet werden kann.

Zwei solche Empfangsstationen sind ermittelt worden, eine auf Goat Island in der Bucht von San Francisco und die andere auf North Island, gegenüber von San Diego, während es sehr wahrscheinlich ist, daß ähnliche Bedingungen längs der ganzen Küste von Süd-Kalifornien bestehen. Aber es ist auch bekannt, daß die Sicherheit gegen Störungen verschwindet, wenn man nordwärts von San Francisco geht, da in Astoria und in Bremerton die Bedingungen nicht günstiger sind als an der atlantischen Küste. Auf der Goat Islandstation hat es die Einführung des einseitig gerichteten Empfanges ermöglicht, den drahtlosen Nachrichtenverkehr aus Cavite auf den Philippinen aufzunehmen, d. h. auf über 6000 Seemeilen, ohne Unterbrechung, außer aus anderen Ursachen, während der heftigsten Störungen im vergangenen Sommer, statt den Verkehr über Honolulu als Relaiszwischenstation zu leiten, wie es früher stets sich als notwendig ergeben hatte. Der Antennenstrom in Cavite ist 200 Amp. und die Wellenlänge 12100 m.

Wir wissen noch nicht, ob Kalifornien mit seiner Eigenschaft, Störungen von solch scharfer Richtwirkung zu besitzen, einzig dasteht, aber auf jeden Fall ist bis zum heutigen Tage nichts derartiges anderswo beobachtet worden. Es ist augenscheinlich von der größen Wichtigkeit, zu versuchen, Örtlichkeiten zu finden, die ähnliche Eigenschaften besitzen, und zwar in Gegenden, wo es wünschenswert ist, drahtlose Empfangsstationen zu errichten. (Schluß folgt.)

Referate.

G. Vallauri, Notes on the Technical Decisions of the Paris International Conference on Radio Communications (June-August 1921). (Rad. Rev. **3**, S. 17—25, S. 82—91.)

Im letzten Sommer tagte in Paris eine aus amerikanischen, englischen, französischen, japanischen und italienischen Delegierten bestehende technische Konferenz, um über die auf der Vorkonferenz 1920 in Washington behandelten Fragen einer einheitlichen Bezeichnung

gleicher technischer Dinge Beschluß zu fassen, um auf diese Weise die gemeinsame Bearbeitung noch ungelöster Aufgaben zu erleichtern.

Radiotechnische Bezeichnungen.

Diese Frage wurde nicht völlig gelöst, da sie zuviel Zeit und Arbeit erfordert hätte. Vielmehr wurden Vorschläge dem Internationalen Elektrotechnischen Komitee unterbreitet, das sich von Zeit zu Zeit mit dem Problem der Bezeichnungen beschäftigt.

1. Statt „Drahtloser Telegraphie" und ihren Ableitungen wird die Vorsilbe „Radio" vorgeschlagen, also die Namen: Radiotelegraphie, Radiotelephonie, Radioverkehr usw.

2. Für alle elektromagnetischen Störungen, die in der Natur und nicht durch fremde Sender hervorgerufen werden, wird atmosphärische Störungen statt parasitics, statics oder X vorgeschlagen. Über eine Bezeichnung für fremde Störer konnte man sich nicht einigen, wahrscheinlich wird „Interferenz" gewählt.

3. Für Ventil, Lampe, Audion wurde: Elektronenröhre gewählt, für eine solche mit drei Elektroden: Triode, der nach ihrer Funktion die Adjektive: gleichrichtend, verstärkend, sendend beigefügt werden.

4. Für die Kopplungsmethoden wird vorgeschlagen: Kopplung durch Widerstand, durch Induktion (gegebenenfalls durch Selbstinduktion) und durch Kapazität.

5. Apparate zur Bestimmung der Fortpflanzungsrichtung von Wellen werden mit Radiogoniometer bezeichnet.

6. Die Leitersysteme zum Senden und Empfangen von Wellen heißen Antennen. Die Aufhängevorrichtungen für die Drähte fallen nicht unter diesen Namen.

7. Die Aufhängevorrichtungen heißen Türme, wenn sie gegen den Wind nicht verspannt, anderenfalls Gittermasten oder Masten.

8. Antennen mit geschlossenem Kreis sind Rahmenantennen oder Rahmen.

9. Die halbe Länge eines einer gegebenen Antenne äquivalenten Dipoles wird Strahlungshöhe genannt und das Produkt dieser Höhe h mit dem Strom J am Fußpunkt wird in Meter-Ampere ausgedrückt durch das Zeichen $m \times A$ (nicht $m A$ = Milliampere).

10. Über einige Punkte wurde keine Einigung erzielt, so z. B. über ungedämpfte Schwingungen (continuous waves, ondes entretenues, persistenti), kontinuierlich ist wahrscheinlich der beste Ausdruck. Lange wurde über die Systeme der „Telegraphie und Telephonie mit

Hochfrequenz (längs Drahten)" diskutiert, für die die Amerikaner „line radio" vorschlugen.

Für die Frequenz blieb man unentschieden zwischen „cycles" und „periods" mit den Symbolen c/s und p/s. Ob es geeignet sei, die heutzutage übliche Bezeichnung in Wellenlängen durch die der Frequenz zu ersetzen, kam man auch zu keinem Schluß.

Einteilung der Wellen — Äquivalentes Dekrement — Interferenz.

Die Wellen werden folgendermaßen eingeteilt:

Type A. Kontinuierliche Wellen. Diese sind dauernd periodisch und aufeinanderfolgende Schwingungen sind identisch.

Type A_1. Beeinflußte kontinuierliche Wellen. Ihre Amplitude oder Frequenz wird durch Morsezeichen geändert.

Type A_2. Kontinuierliche Wellen von Tonfrequenz. Ihre Amplitude oder Frequenz variiert periodisch nach einer niedrigen, hörbaren Frequenz.

Type A_3. Durch Sprache beeinflußte kontinuierliche Wellen. Die Amplitude oder Frequenz wird durch die charakteristischen Schwingungen gesprochener Worte geändert (Radiotelephonie).

Type B. Gedämpfte Schwingungen. Die Wellen bestehen aus aufeinander folgenden Zügen, deren Schwingungsamplitude nach Erreichung eines Maximums allmählich abnimmt. Diese Definition ist vollständig unabhängig von dem zur Schwingungserzeugung benutzten Apparatetyp.

Als Maß für die Störungsstärke einer Station einigte man sich auf die Bezeichnung nach dem äquivalenten Dekrement. Dieses wiederum ist durch die sog. Resonanzkurve festgelegt. Da es im allgemeinen möglich ist, den Einfluß des Aufnahmekreises auf die Form der Resonanzkurve zu beseitigen, kann man das Dekrement an einer derart korrigierten Kurve bestimmen.

Zur Berechnung des äquivalenten Dekrementes dient im allgemeinen die Formel:

$$\delta = \pi \frac{f_1 - f_2}{f_r} \sqrt{\frac{J^2}{J_r^2 - J^2}}$$

Diese Formel gilt nur angenähert und zwar für symmetrisch zur Resonanzordinate ausgebildete Resonanzkurven. Es entspricht hierbei der Resonanzfrequenz f_r das Strommaximum J_r^2, während J^2 die gleichen Ordinaten zweier zur Resonanzfrequenz symmetrisch gelegenen

Frequenzen f_1 und f_2 sind ($2f_r = f_1 + f_2$). Als Grenzen für die Berechnung des Dekrementes nach dieser Formel gelten: 1. J^2 darf nicht größer sein als $J_r^2/2$ und 2. f_1 und f_2 dürfen nicht außerhalb eines von $0{,}9\,f_r$ bis $1{,}1\,f_r$ reichenden Bereiches liegen. Wählt man für f_r den Wert $\frac{1}{2}(f_1 + f_2)$, wobei dann dem f_r nicht die maximale Ordinate J_r^2 entspricht, so wird δ dadurch wenig geändert.

Daß die von dem Komitee gewählten Grenzen zur genauen Festlegung des Dekrementes noch nicht völlig genügen, zeigt Verf. an Hand eines Beispieles.

Die auf dem Dekrement beruhende Störungsstärke wird in vier Klassen eingeteilt:

1. Klasse. Das äquivalente Dekrement liegt zwischen 0,000 und 0,005.
2. Klasse. Das äquivalente Dekrement liegt zwischen 0,005 und 0,02.
3. Klasse. Das äquivalente Dekrement liegt zwischen 0,02 und 0,08.
4. Klasse. Das äquivalente Dekrement liegt zwischen 0,08 und 0,16.

Beim Senden mit gedämpften Wellen soll allgemein die Dämpfung der 3. Klasse nicht überschritten werden außer bei Notsignalen.

Außer den durch das Dekrement hervorgerufenen Störungen kommen noch folgende Störungen durch den Sender in Betracht:

1. Geringe Schwankungen der Frequenz oder der Wellenlänge infolge unvollkommener Regulierung des Generators.

2. Übermäßige Energieabgabe auf Frequenzen, die von der gewöhnlichen Sendefrequenz abweichen (Oberschwingungen usw.).

Hierüber hat das Komitee noch keine bestimmten Regeln aufgestellt, da man sich nicht entscheiden konnte, ob diese Störungen auch durch die mittlere Resonanzkurve ausgedrückt werden sollten oder ob ihr Einfluß im Abstand von einer Wellenlänge von der Station im Vergleich zur primären Energie gemessen werden sollte.

Für Radio-Telegraphie-Stationen und ihre Leistung charakteristische Zahlen. Reichweite.

Eine Sendestation ist nicht allein durch die Art der Welle, sondern ebenfalls durch die mittlere Wellenlänge und das Dämpfungsdekrement (oder die Klasse) bestimmt. Die aus der Resonanzkurve ermittelte mittlere Wellenlänge setzt einen genauen Wellenmesser

voraus. Zur Wellenlängenbestimmung sind alle Fortschritte der Technik anzuwenden. Als ein Apparat zur absoluten Messung der Frequenz wurde der sog. Multivibrator von Abraham und Bloch vorgeschlagen. Bezüglich der Verwendung mehrerer Wellenlängen wurden keine Festsetzungen getroffen.

In Zukunft sollen folgende Punkte bei jeder Landstation genau angegeben werden:

Die Antennenform, ihre elektrostatische Kapazität, ihre Eigenwelle, ihre Strahlungshöhe, die Art der Hochfrequenzerzeugung und die normale Antennenstromstärke.

Die Reichweite einer Sendestation kann nicht absolut definiert werden, da sie von der physikalischen Beschaffenheit des Ausbreitungsgebietes und von der Antenne und den Apparaten der Empfangsstation abhängt. Man kann daher nur von einer Nennreichweite sprechen.

Da man heutzutage die Strahlung einer Antenne mit sehr guter Annäherung berechnen kann, ist zur Definition der Nennreichweite erforderlich 1. eine Formel für die Ausbreitung und 2. eine Festsetzung für die untere Grenze der elektromagnetischen Feldintensität, die noch gerade für den Empfang genügt.

Für die Ausbreitung gibt es nur halbempirische Formeln, von denen die von Austin-Cohen für kleinere und mittlere Entfernungen am besten ist. Diese Formel lautet:

$$h \cdot J = \frac{10^{-6}}{377} \cdot E \cdot \lambda \cdot d \cdot \varepsilon^{0{,}000048 \frac{d}{\sqrt{\lambda}}},$$

wo h die Strahlungshöhe der Antenne in Metern,
J die Stromstärke im Antennenfußpunkt in Ampère,
E das vertikale elektrische Feld in der Entfernung d in Mikro-Volt pro Meter,
d die Entfernung in Metern und
λ die Wellenlänge in Metern.

Für kleine, bewegliche Stationen wurde die geringste, zum Empfang erforderliche vertikale elektrische Feldstärke zu $E = 150\ \mu V/m$ angenommen.

Die Strahlungshöhe kann man entweder durch Messungen in geringen Abständen (1—10 Wellenlängen) bestimmen, oder man rechnet mit empirischen Faktoren, mit denen die Antennenhöhe multipliziert wird. Diese Größe beträgt z. B. bei Schiffsstationen 0,55.

Zu welchen Resultaten die Austin-Cohensche Formel führt,

kann man aus beistehender Tabelle ersehen, wo für eine bestimmte Empfangsintensität ($E = 150\ \mu\ V/m$) die Werte der auf der Sendestation erforderlichen Meter-Ampère für verschiedene Entfernungen bei verschiedenen Wellenlängen nebeneinander gestellt sind:

Welle		Antennenhöhe × Antennenstrom = $J h (m \times A)$				
		Entfernung				
Frequenz	Wellenlänge in m	100 km	150 km	200 km	250 km	300 km
667 000	450	22	38	56	87	105
500 000	600	29	47	70	100	130
375 000	800	38	61	89	121	157

Für Küsten- und bewegliche Stationen steht es frei, entweder die Reichweite zu berechnen oder sie durch Messungen beim täglichen Gebrauch festzulegen.

In der Behandlung der Reichweite von Großstationen war man noch vorsichtiger. Man spricht hier von der gewöhnlichen Reichweite und von der sicheren Reichweite, die auch unter ungünstigen Umständen erreicht wird. Beim Senden mit ungedämpften Wellen (Type A_1 und A_2) wird die gewöhnliche Reichweite mit $E = 10\ \mu\ V/m$ und die sichere Reichweite mit $E = 50\ \mu\ V/m$ berechnet. Für Radiotelephonie und Senden mit gedämpften Wellen (Type A_3 und B) sind die entsprechenden Werte 50 und 250 $\mu\ V/m$.

Für die Berechnung der Reichweiten bei verschiedenen Wellenlängen und Antennenstrom × Höhe werden ein Nomogramm und entsprechende Tabellen gegeben.

Die günstigste Wellenlänge ist die, für welche $h \cdot J$ für die betreffende Entfernung zu einem Minimum wird. Zu ihrer Berechnung kann man die Formel:

$$\lambda_{(m)} = 562 \cdot 10^{-6} \cdot d^2_{(km)}$$

benutzen.

In der Praxis kann man die Formel aber nicht immer ohne weiteres anwenden. Es wurden deshalb allgemeine Regeln aufgestellt, für größere Entfernungen die längeren und für kleinere Entfernungen kürzere Wellen zu benutzen, nämlich für Entfernungen unter 4000 km sollen keine Wellenlängen über 12000 m und für Entfernungen über 4000 km sollen keine Wellenlängen unter 8000 km benutzt werden. Allgemein heißt das, daß für Entfernungen über 1500 km die in Metern ausgedrückte Wellenlänge nicht größer als das Dreifache der in Kilometern ausgedrückten Entfernung sein soll.

Für eine feste Landstation sollen folgende Angaben in den Verzeichnissen aufgenommen werden:

1. Name der Station.
2. Rufname.
3. Verwaltung, der die Station untersteht.
4. Verwaltung oder Gesellschaft, die die Station beaufsichtigt.
5. Geographische Lage.

6.	Antenne	Form.
7.		Elektrostatische Kapazität in m μ F.
8.		Eigenwelle in m.
9.		Strahlungshöhe in m.
10.		Art des Senders.
11.	Wellen	Art.
12.		Klasse.
13.		Frequenz in 1000 Perioden.
14.		Länge in m.
15.	Normaler Antennenstrom.	
16.	Art des Dienstes.	
17.	Dienstzeit.	
18.	Reichweiten	($E = 250\ \mu$ V/m.) Für die Typen B und A_3.
19.		($E = 50\ \mu$ V/m.)
20.		($E = 10\ \mu$ V/m.) Für die Typen A_1 und A_2.
21.	Gewöhnliche Gegenstationen (Name und geographische Lage).	

Wissenschaftliche Radiotelegraphie.

Während des Krieges ruhten alle wissenschaftlichen internationalen Organisationen. Nach dem Waffenstillstand wurde von der Entente und den Neutralen im Sommer 1919 in Brüssel der „Internationale Rat für Versuche" gegründet, der in jedem Lande einen „Nationalen Rat für Versuche" besitzt. Der Sitz des Internationalen Rates ist Brüssel.

Die Internationale Union für wissenschaftliche Radiotelegraphie wurde 1913 in Brüssel gegründet, sie verfügte über ein von Dr. R. Goldschmidt gestiftetes Kapital von 40000 Franken.

Die URSI (Union Radio-Scientifique Internationale) tagte im Anschluß an die Ausstellungen zu Washington und Paris.

Zu den radiotelegraphischen Fragen, die am besten auf internationalem Wege gelöst werden, gehören: die Gesetze der Energieübertragung, atmosphärische Störungen, Störungen durch andere Sender und ihre Beseitigung, Messungen, Elektronenröhren usw. Auf der

Pariser Versammlung beschloß man, zunächst die beiden ersten Punkte in Angriff zu nehmen.

Zum Studium der Energieausbreitung sollen eine Reihe Stationen zu bestimmten Zeiten Zeichen geben, deren Wellenlänge und Intensität genau gemessen ist. Die Intensität dieser Signale, besser noch die des entsprechenden elektromagnetischen Feldes und möglichst die Fortpflanzungsrichtung werden von Empfangsstationen in den verschiedenen Ländern gemessen.

Die URSI-Signale sollen 3 Minuten dauern. In der 1. Minute Anruf nach dem Schema: URSI von (Stationsname) — (Wellenlänge in Metern, die am Tage vorher benutzt wurde) — (ihre Stromstärke in Ampère). Die nächsten 2 Minuten Dauerstrich. Die Resultate werden gesammelt.

Die atmosphärischen Störungen sind heutzutage vielleicht das wichtigste Problem für die Radiotelegraphie. Die Hauptfragen sind: 1. die vorherrschende Richtung, aus der die atmosphärischen Störungen eine Station erreichen, 2. ihre Intensität, 3. die Gleichzeitigkeit und Intensitätsverschiedenheit gleicher Störungen auf verschiedenen Stationen, 4. Einteilung dieser Störungen auf Grund der vorherrschenden Elemente. Diese Messungen müssen von den gleichen Stationen ausgeführt werden, die die URSI-Signale beobachten. Letztere können als Anhalt für die Intensität und die Zeit dienen.

Die Leitung des R.T.-Dienstes der italienischen Marine wird selbst vom Anfang an an diesen Untersuchungen teilnehmen, sobald die italienische Großstation Rom (San Paolo) auch URSI-Signale sendet.

Ernst Lübcke.

R. Ettenreich, Über die Selektivität des Radioverkehrs. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **40**, S. 149, 1922.)

Der Verfasser überlegt, wie viele Sendestationen im Bereich einer Empfangsstation gleichzeitig senden können, ohne sich gegenseitig zu stören. Für die Hochfrequenz-Mehrfach-Telephonie längs Leitungen kommt er zu dem Ergebnis, daß wegen des für die Trägerwellen allein verwendbaren Frequenzbereichs von 5000 bis 40 000 Perioden pro Sekunde und wegen des für ein Gespräch mindestens notwendigen Bereichs von 3000 Perioden pro Sekunde höchstens 11 Gespräche gleichzeitig möglich sind. Diese Zahl sei noch herabzusetzen, wenn etwa in den Hörbereich fallende Schwebungen zwischen den höheren Harmonischen der Trägerwellen auftreten, was jedoch durch Siebketten

oder durch Anwendung eines harmonischen Generators zu verhindern sei. In der leitungsgerichteten Hochfrequenztelegraphie seien wegen der Zulässigkeit hörbarer Trägerwellen etwa 15 Gespräche gleichzeitig möglich. Für die eigentliche drahtlose Telegraphie — Empfang mit Hilfe des Schwebungstones — berechnet der Verfasser unter Berücksichtigung einer „Breite" des „Schwebungsbandes" von 6000 Perioden pro Sekunde, daß mit abnehmender Wellenlänge die Zahl der Stationen, die gleichzeitig arbeiten können, ohne sich zu stören, bedeutend zunimmt. Er kommt zu dem Schluß, daß für die drahtlose Nachrichtenübermittlung ca. 168 Stationen, für die drahtlose Telephonie etwas weniger gleichzeitig in Verwendung kommen können. Durch die Richtungszahl könne noch etwa eine Verdopplung dieser Zahl bewirkt werden. Eine Verdrängung der Draht-Telegraphie und -Telephonie durch die drahtlose, woran manche Idealisten zu glauben scheinen, könne also nie eintreten. Angelika Székely.

August Hund, Über die Gleichrichtung von Strömen. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **40**, S. 37, 1922.)

Es wird eine Klassifizierung der Gleichrichter vorgenommen, der Strom in einem „Vollweggleichrichter" und einem „Halbweggleichrichter", denen eine sinusförmige Wechselspannung aufgedrückt wird, hingeschrieben und der Nutzeffekt berechnet. Es wird ferner unter der Voraussetzung, daß der Gleichstromwiderstand $r = \frac{V}{i}$ bekannt ist, der „innere Wechselstromwiderstand $\frac{dV}{di}$ für zwei vom Ohmschen Gesetz abweichende Gleichstromcharakteristiken berechnet. Zum Schluß werden Schaltungen angegeben, wie Röhrensender mit gleichgerichtetem Wechselstrom gespeist werden können und es wird darauf hingewiesen, daß bei Verwendung von Röhren als Gleichrichtern in diesen Schaltungen der innere Widerstand der Röhren sowie der Belastungswiderstand im Gleichrichterkreis eine Rolle spielen und daß die Wirkung von der Frequenz abhängt. Angelika Székely.

Georg Keinath, Die Temperaturmessung in elektrischen Maschinen. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **40** S. 98 u. 113, 1922.)

Die ausführliche kritische Arbeit erörtert die verschiedenen im Gebrauch stehenden Methoden. Es wird darauf hingewiesen, daß für

die Lebensdauer einer Maschine zumeist die Höchsttemperatur und nicht die Mitteltemperatur von Einfluß ist, weshalb die Überwachung der heißesten Stellen notwendig sei. Die Methoden werden von diesem Gesichtspunkt aus beurteilt und ihre Vor- und Nachteile sowie Fehler eingehend besprochen. Wegen der Details sei auf die leicht lesbare Arbeit selbst verwiesen. Angelika Székely.

Guiseppe Pession, Alcune esperienze di radiotelefonia. Regia Accademia Navale-Livorno, Publicazione dell' Istituto Elettrotecnico e Radiotelegrafico della R. Marina No. 16, 1921.

Verfasser zeigt an Hand der von der italienischen kgl. Marine durchgeführten Versuche, daß sich der induktiv gekuppelte Poulsen-Lichtbogengenerator in Verbindung mit einer guten Modulationsmethode einwandfrei für Radiotelephonie eignet und befähigt ist, klare und deutliche radiotelephonische Verbindungen auf große Entfernungen zu unterhalten.

Fig. 1 stellt die erste zur Erprobung gelangte Anordnung dar, die ursprünglich von Stone (Eccles „Wireless Telegraphie and Telephonie“, 2. Aufl., S. 455) entwickelt wurde.

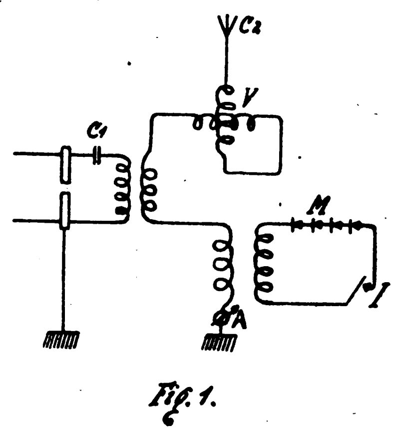


Fig. 1.

Der Lichtbogengenerator ist induktiv gekuppelt, wodurch das sonst oft bei Empfang auf kleine Distanzen beklagte „Rauschen“ vermieden ist, die Kapazität des Primärkreises C_1 wird möglichst klein gehalten, welche Maßnahme eine größere Regelmäßigkeit der Schwingungen erzielt.

Gute Resultate ergaben folgende Konstanten:

$$C_1 = 0{,}007 \times 10^{-3}\ \mu F$$
$$C_2 = 0{,}002-0{,}008 \times 10^{-3}\ \mu F$$
$$\lambda = 2600-3000\ m = \text{Sendewelle}$$
$$\lambda_0 = 600-1900\ m = \text{Eigenwelle der Antenne.}$$

Die Kopplung des Mikrophonkreises, welcher 4 in Serie geschaltete Kohlenmikrophone (Kellog-Mikrophone) enthielt, wurde derart gewählt, daß der Antennenstrom auf die Hälfte seines Wertes sank, sobald der Schalter *I* geschlossen wurde. Bei 4 Mikrophonen konnte ein Antennenstrom von 3 Ampere dauernd fließen, ohne daß die Mikrophone darunter litten. Mittels des Variometers *V* wurde der Punkt der intensivsten

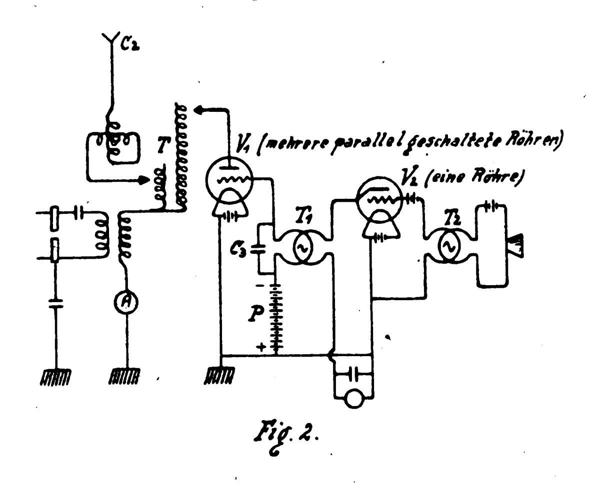


Fig. 2.

Sprachbeeinflussung einreguliert, die ihrerseits durch das Amperemeter *A* kontrolliert wurde. Für den konstruktiven Zusammenbau der Einrichtung war vor allem von Bedeutung, daß die 4 Mikrophone akustisch in Phase blieben.

Korrespondenzversuche, die zwischen Rom und der Yacht L'Elettra Marconis durchgeführt wurden, ergaben eine Reichweite von 400 km, wobei ein 2-Röhrenempfänger (1 Gleichrichter- und 1 Niederfrequenzverstärkerröhre) verwendet wurde und ließ die Klarheit und Verständlichkeit der Sprache nichts zu wünschen übrig gegenüber Resultaten, die mittels Röhrensendern erzielt wurden.

Die angewendete Methode ist eine Verstimmungsmethode, d. h. die Modulierung des Antennenstromes wird durch eine Verstimmung der Antenne gegen den Primärkreis hervorgerufen, die ihrerseits wieder

durch die Änderung des Mikrophonkreiswiderstandes erzeugt wird. Die Richtigkeit dieser Auffassung kann leicht experimentell nachgewiesen werden, indem man zeigt, daß durch entsprechende Regulierung des Variometers jede Widerstandsänderung der Mikrophone kompensiert werden kann. Für ein günstiges Arbeiten erwies es sich als vorteilhaft, die anfängliche Verstimmung, d. i. die Verstimmung durch Einschalten des Mikrophonkreises, nicht zu weit ab vom Maximum der Resonanzkurve Antenne-Primärkreis zu wählen.

Die weiteren Versuche hatten das Ziel, eine möglichst kräftige Modulation des Antennenstromes auszubilden. Nach einer Reihe diesbezüglicher Untersuchungen wurde die Schaltung gemäß Fig. 2, welche

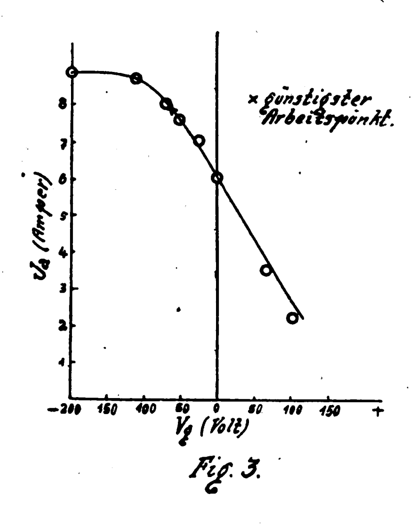


Fig. 3.

eine Vereinfachung der von Hund (Elmer Bucher „Vacuum Tubes“ in Wireless Communication, S. 134) angegebenen Methode darstellt, gewählt.

Ein besonderer Vorteil der Anordnung liegt in der Möglichkeit, mittels des Transformators T beliebige Anodenfeldspannungen für die Röhren herstellen zu können.

Der Effekt, auf dem die Funktion dieser Schaltung aufgebaut ist, ist der, daß die Röhre infolge ihrer Erdableitung Änderungen des Antennenwiderstandes erzeugen kann, entsprechend den Spannungsschwankungen, welche der an das Gitter der Röhre gelegte Mikrophonkreis hervorruft. Fig. 3 stellt den Zusammenhang zwischen Antennenstrom und Gitterspannung der Röhre V_1 dar.

Der Antennenstrom nimmt hiernach entsprechend dem Ansteigen der Gitterspannung von negativen zu positiven Werten ab; da die Sprachfrequenz relativ niedrig ist, kann man aus der aufgenommenen statischen Charakteristik auch auf diejenigen Vorgänge Schlüsse ziehen, welche sich bei Sprachbeeinflussungen des Gitters abspielen.

Als günstigste Vorspannung des Gitters ergab sich ein Wert nahe dem oberen Knie der Charakteristik, der durch Einschaltung einer Batterie P erhalten werden kann. Da das Arbeiten in dem angegebenen Punkt eine Asymmetrie der modulierten Schwingungen und somit scheinbar eine Verzerrung der Sprache zur Folge haben müßte, wurden Vergleichsversuche angestellt, wobei auf möglichst symmetrische Modulation geachtet wurde. Diese ließen konstatieren, daß wohl die Signalstärke abnimmt, nicht aber eine Änderung der Deutlichkeit und Klarheit der Sprache zu bemerken ist. Auch Kontrollversuche auf Drahtleitungen zeigten, daß nur bei außerordentlich starkem Überschreiten des symmetrischen Grenzpunktes der Charakteristik eine Verzerrung der Sprache störend auftritt. Diese Ergebnisse sind insbesondere noch deswegen vorteilhaft, weil man ihnen zufolge die Röhre an einem Punkte arbeiten lassen kann, in dem sie in unbesprochenem Zustande einer nicht zu großen Energieabsorption unterworfen ist. Im übrigen wird durch die mit Kristalldetektor oder Elektronenröhren arbeitenden Radiotelephonieempfänger, welche infolge ihrer Gleichrichterwirkung eine Deformation gerade in entgegengesetzter Richtung wie in den Sendern hervorbringen, ohnehin wieder ein Ausgleich geschaffen.

Die erhaltenen Resultate wurden in der Station Centocelle verwertet. Mit folgenden Betriebsdaten:

Eigenwelle = 1890 m
Sendewelle = 2700 m
Antennenkapazität = $8{,}26 \times 10^{-3}\ \mu$F
Gesamtwiderstand = $7{,}3\ \Omega$
Antennenenergie = 1,46 kW

konnte eine Reichweite von 1800 km erzielt werden, wobei die zugehörige Empfangsstation, ein 3-Röhrenempfänger (1 Gleichrichterröhre, 2 Niederfrequenzverstärkerröhren) auf einem Schiff installiert war. Eine Drahtleitung ließ mittels eines Kristalldetektorempfängers 500 km klar und deutlich überbrücken.

Weitere Experimente hatten die Aufgabe zu untersuchen, ob die asymmetrische Modulation irgendwelche Störungen verursache. Mit Hilfe zweier Stationen, welche unter den ungünstigsten Bedingungen

in nächster Nähe 5 und 27 km entfernt aufgestellt wurden und mit Primärempfängern arbeiteten, wurde nachgewiesen, daß weder harmonische Oberschwingungen noch sonstige anormale Interferenzen erzeugt werden. Auch war es möglich eine dritte Station, die 24 km entfernt war, eine geringere Sendeenergie als die Station Centocelle besaß und deren Wellenlänge nur 4 % von jener abwich, störungsfrei zu empfangen.

Versuche, welche die Leistungsfähigkeit der Anlage definitiv festlegen und die bisher günstigen Erfahrungen erweitern sollen, sind in Vorbereitung. Rosa Horsky.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Deutsche Patentschriften.

Schwingungserzeugung mit Vakuumröhren.

D. R. P. 355853. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 27. 8. 19 ab. Zusatz zu D. R. P. **304361**, siehe Jahrb. **15**, S. 81. Ausgegeben am 3. 7. 22. Bei der praktischen Verwendung der im Hauptpatent beschriebenen Schaltung zeigt es sich daß häufig durch die Anschaltung des Kreises *S* (siehe Fig. 5 auf S. 81, Bd. **15** des Jahrb.) der Röhrensender auf einer anderen als der gewollten Welle zu schwingen einsetzt. Zur Beseitigung dieses Nachteils wird gemäß dem Zusatzpatent der Anschluß *B* des Kreises *S* nicht hinter den Kopplungselementen der Röhre (Fig. 5 auf S. 81, Bd. **15** des Jahrb.), sondern wie aus Fig. 1 ersichtlich, zwischen den Kopplungselementen vorgenommen. Bei Versuchen, die mit dieser Schaltung durchgeführt wurden, trat dann der erwähnte Nachteil der Mehrwelligkeit des Kathodengenerators nicht mehr auf.

D. R. P. 356828. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 19. 5. 18 ab. Ausgegeben am 31. 7. 22. Dieses Patent betrifft ein Verfahren zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen mittels Vakuumröhre. Das Wesen besteht darin, daß eine Vereinigung von Selbsterregung durch Rückkopplung (1) und Fremderregung aus einer Steuerröhre (4) vorgenommen ist, siehe die Schaltung nach Fig. 2. Dabei wird die Rückkopplung der Generatorröhre so weit geschwächt, daß eine Schwingungserzeugung erst dann eintritt, wenn ihre Gitterspannung von einer fremden Energiequelle noch zusätzlich erregt wird. Auf diese Weise wird erreicht, daß die

erzeugte Frequenz durch die Frequenz der Steuerröhre bestimmt ist und gleichzeitig die Steuerenergie im Vergleich zur reinen Fremderregung kleiner wird.

Hochfrequenzmaschinen.

D. R. P. 357228. Günther Krawinkel in Gummersbach. Patentiert vom 24. 3. 20 ab. Ausgegeben am 19. 8. 22. Dieses Patent betrifft eine Hochfrequenzmaschine mit radialer Anordnung erregender und erregter Teile. Das Wesen besteht darin, daß zwei flächig parallel einander gegenüber stehende Scheiben je eine gleiche Mehrzahl von Spulenkränzen in radialer Anordnung bei Spiegelinduktion tragen. Der

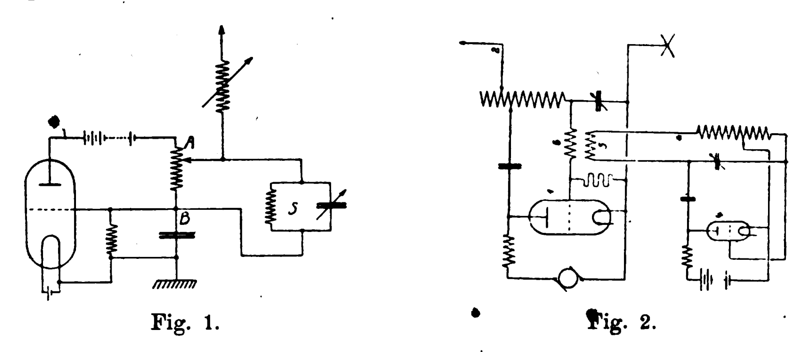


Fig. 1. Fig. 2.

erregende Gleichstrom tritt in den äußersten Spulenkranz der einen Scheibe ein. Der äußerste Kranz der anderen Scheibe ist dann mit ihrem folgenden Kranze leitend verbunden, ebenso der dritte mit dem vierten, der fünfte mit dem sechsten usw., während auf der im Außenkranz die erregende Gleichstromwicklung tragenden Scheibe der zweite Kranz mit dem dritten, der vierte mit dem fünften usw. stromleitend verbunden ist.

Funkenstrecken.

D. R. P. 357039. Konrad Sannig & Co., G. m. b. H., in Berlin und Dr. Ing. G. Subkis in Berlin-Wilmersdorf. Patentiert vom 30. 10. 18 ab. Ausgegeben am 15. 8. 22. Serienfunkenstrecken. Die einzelnen Elektroden bestehen aus Kreisringen und sind derart aneinander gereiht, daß die Innenfläche je eines mit der Außenfläche des benachbarten Konusringes den aktiven Funkenübergangsraum bildet.

D. R. P. 356751. Werner Otto in Berlin. Patentiert vom 28. 5. 21 ab. Ausgegeben am 27. 7. 22. Luftgekühlte Funkenstrecke zur Erzeugung elektrischer Schwingungen. Die Elektroden stehen unter der Wirkung zweier Gebläseluftströme, von denen der eine, zweckmäßig

von einem zentralen Kanal aus, durch die Funkenspalten geht, während der andere die Elektroden umspült. Der innere Luftstrom wird mit höherem Druck durchgetrieben.

Frequenztransformatoren.

K. P. 305502. C. Lorenz, Akt.-Ges., in Berlin. Patentiert vom 22. 10. 15 ab. Ausgegeben am 4. 3. 22. Verfahren zur Erzeugung der vierfachen Frequenz aus der Grundfrequenz mittels statischer Transformatoren. Zwecks Verwendung nur einer Transformationsstufe wird der Primärkreis der Transformatoren durch entsprechende Bemessung der in diesen Kreis eingeschalteten Kondensatoren auf die doppelte bzw. annähernd doppelte Frequenz die Maschine abgestimmt. Zwecks Erreichung der achtfachen Frequenz aus der Grundfrequenz wird an den auf die doppelte Frequenz der Maschine abgestimmten Erregerkreis ein Kreis vierfacher Frequenz angeschlossen, wobei die Primärwicklungen der Transformatoren sowohl doppelte, wie vierfache Frequenz führen.

Tast- und Telephonieschaltungen.

D. R. P. 347385. Marconis Wireless Telegraph Company Limited in London. Patentiert vom 24. 9. 20 ab. Ausgegeben am 20. 1. 22. Unionspriorität 19. 8. 19. Großbritannien. Um bei Sendern für drahtlose Telegraphie das Potential konstant zu halten, werden bei einer Vorrichtung zur Gleichrichtung des Speisestromes die Stromkreise zu beiden Seiten des Pufferkondensators gleichzeitig geöffnet und geschlossen. Fig. 3 zeigt diese Anordnung. *T* ist ein Wechselstrom-

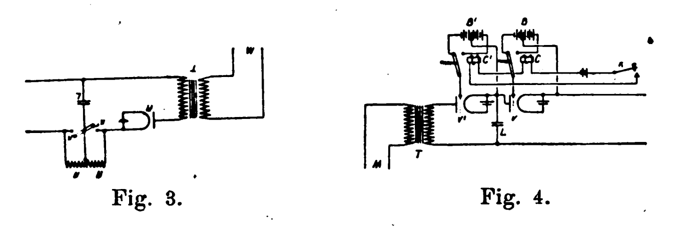


Fig. 3. Fig. 4.

transformator, der Hochspannungsstrom liefert, welcher durch ein Gleichrichterventil *R* in gleichgerichtete Pulsströme verwandelt wird. *L* ist ein Pufferkondensator von hoher Kapazität, der die Ströme zu dem nicht gezeichneten Oszillator ausgleicht. $K K_1$ sind die beiden Arme eines Schalters, die so angeordnet sind, daß sie die Kreise auf beiden Seiten des Kondensators *L* gleichzeitig öffnen, wodurch das

Potential von L konstant bleibt. Es können auch Widerstände $A\,A$ in Nebenschluß zu den Schalterkontakten gelegt werden, so daß der Sender in schwachen Schwingungen gehalten wird, wenn der Schalter offen ist. Fig. 4 zeigt eine Anordnung, bei der das Öffnen und Schließen der Kreise auf den beiden Seiten des Kondensators L durch die Dreielektrodenventile V und V_1 bewirkt wird, deren Gitter mit den Ankern der beiden Relais $C\,C_1$ verbunden sind, die mit einer Taste K in einem Stromkreis liegen. Das Öffnen und Schließen dieser Taste K bewirkt die Betätigung der Relais $C\,C_1$, wodurch die Gitter der beiden Ventile gleichzeitig mit den entsprechenden Enden der Batterien B und B_1 verbunden werden und dadurch ein in bezug auf die Kathode positives oder negatives Potential erhalten, so daß die Kreise zu beiden Seiten des Kondensators geöffnet oder geschlossen werden.

D. R. P. 346803. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 7. 12. 19 ab. Ausgegeben am 5. 1. 22. Tonsender für drahtlose Telegraphie. Die hochfrequenten ungedämpften Schwingungen eines Röhrensenders werden durch einen zweiten Röhrengenerator gesteuert, dessen Frequenz im Bereich der hörbaren Töne liegt und durch geeignete Abstimmittel in weiten Grenzen geändert werden kann.

D. R. P. 347822. Dipl.-Ing. Wilhelm Hahn in Berlin. Patentiert vom 13. 10. 20 ab. Ausgegeben am 22. 8. 22. Verfahren zum Tasten von Röhrensendern für drahtlose Telegraphie. Um das Ansteigen der Anodenspannung während der Zeichenpausen zu vermeiden, wird eine vom Anodenstrom magnetisierte Drosselspule (12 in Fig. 5) als veränderlicher Widerstand in den Stromkreis der Wechselstromquelle (11) geschaltet.

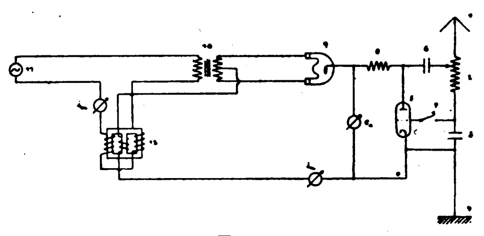


Fig. 5.

D. R. P. 347823. Dipl.-Ing. Wilhelm Hahn in Berlin. Patentiert vom 14. 11. 20 ab. Ausgegeben am 22. 8. 22. Zusatz zu dem

soeben behandelten D. R. P. 347822. Hier sollen zwei Drosselspulen gleicher Abmessung in den Stromkreis der Wechselstromquelle derart geschaltet werden, daß die in ihnen erzeugten Wechselströme doppelter Frequenz sich gegenseitig aufheben. Dabei soll die in den Stromkreis der Wechselstromquelle geschaltete Drosselspule außer der Anodengleichstromwicklung mit einer Hilfswicklung versehen werden, durch welche Gleichstrom aus einer besonderen Stromquelle fließt.

D. R. P. 355980. Bell Telephone Manufacturing Co., Société Anonyme in Antwerpen. Patentiert vom 27. 2. 20 ab. Ausgegeben am 17. 7. 22. Unionspriorität 18. 5. 14. Vereinigte Staaten von Amerika. Sendevorrichtung für durch Niedrigfrequenz beeinflußte Hochfrequenzschwingungen. Zur Beeinflussung wird eine elektrische Vakuumröhre mit drei Elektroden verwendet und es sind Mittel vorgesehen, um Hoch- und Niedrigfrequenzschwingungen der Vakuumröhre aufzudrücken, so daß die Niedrigfrequenzschwingungen dazu dienen, die Hochfrequenzschwingungen im Rhythmus der Niedrigfrequenzschwingungen zu steuern (vgl. hierzu auch den Bericht über das denselben Gegenstand betreffende amerikanische Patent 1137384 in Jahrb. **12**, S. 554—557).

D. R. P. 342808. Siemens & Halske Akt.-Ges. in Siemensstadt bei Berlin. Patentiert vom 19. 1. 19 ab. Ausgegeben am 22. 10. 21. Senderöhre für drahtlose Telephonie, dadurch gekennzeichnet, daß der Gitterkreis in an sich bekannter Weise durch Kopplung mit dem Sekundärstromkreis gesteuert wird, während die Sprechströme zur Steuerung des Glühfadenheizstromes dienen.

D. R. P. 342002. Dr. Erich F. Huth, G. m. b. H., in Berlin. Patentiert vom 13. 7. 15 ab. Ausgegeben am 11. 10. 21. Schaltungsanordnung für drahtlose Nachrichtenübermittlung, insbesondere für Stationen geringer Reichweite mit Niedrig- oder Erdantennen. Ein abstimmbarer Sendeleiter wird durch eine Wechselstrommaschine von gerade nicht mehr hörbarer Frequenz bei Telephonie und von noch hörbarer Frequenz bei Telegraphie unter Vermittlung eines Mikrophons bzw. einer Kontaktvorrichtung in an sich bekannter Parallelverzweigung von Maschine und Mikrophon bzw. Kontaktvorrichtung gespeist; zum Ausgleich der Schwankungen der durch die Bodenbeschaffenheit o. dgl. beeinflußten Antennenkapazität kann dabei parallel zur Antenne eine Hilfskapazität gelegt werden, die eine die Vernachlässigung der Schwankungen gestattende Größe hat oder eine Regelung mindestens um den Betrag der Schwankungen zuläßt.

D. R. P. 343333. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H.

in Berlin. Patentiert vom 7. 11. 18 ab. Ausgegeben am 31. 10. 21. Zusatz zu D. R. P. 333297, siehe Jahrb. 17, S. 385. Sendeschaltung für Hochfrequenzschwingungen nach Patent 3332 7, dadurch gekennzeichnet, daß ein Teil der Antennenselbstinduktion mit der Selbstinduktion des Ableitesystems derart gekoppelt ist, daß die in der Antenne noch vorhandenen Oberwellen durch die das Ableitesystem durchfließenden Oberwellenströme kompensiert werden.

Empfangsanordnungen.

D. R. P. 356917. Siemens & Halske Akt.-Ges. in Siemensstadt bei Berlin. Patentiert vom 30. 5. 20 ab. Ausgegeben am 14. 8. 22. Verfahren zum Hörbarmachen elektrischer Wellen von hoher Frequenz durch Überlagerung mit einer abweichenden Frequenz, gekennzeichnet durch die Verwendung eines Frequenzreglers, welcher die überlagernde Frequenz so einstellt, daß die erzeugte Niederfrequenz konstant bleibt. Fig. 6 zeigt diese Anordnung. Der Frequenzregler besteht aus zwei

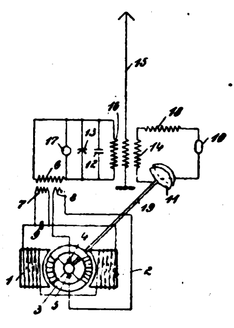


Fig. 6.

Feldmagneten 1 und 2, zwischen denen ein Anker 3 drehbar ist; diesem wird durch die Bürsten 4 und 5 Strom zugeführt. Der Schwingungskreis des Kondensators 9 ist auf die vorgeschriebene Schwingungszahl abgestimmt. Stimmt die Frequenz in der Sekundärwicklung 7, also die zu regelnde, damit überein, so hat der Schwingungskreis eine Nacheilung von 90°, so daß im Anker 3 kein wirksames Drehmoment entsteht. Ist die zu regelnde Frequenz dagegen kleiner oder größer, so hat der Schwingungskreis eine von 90° abweichende Phasenverschiebung. Der Anker dreht sich dann entgegen einer nicht gezeichneten Federkraft in dem einen oder anderen Sinne und verstellt dabei den Drehkondensator 11, mit dem er durch die Welle 19 verbunden ist. So-

bald also durch Änderung der Schwingungszahl in der Antenne 15 oder auch im Schwingungskreise 10, 11, 18 eine Abweichung der abzuhörenden Frequenz entsteht, wird durch den Anker 3 der Drehkondensator 11 so lange verstellt, bis die Differenz der Schwingungszahlen in der Antenne 15 und der Spule 12 wieder den vorgeschriebenen Wert hat.

Vom Patentsucher ist als der Erfinder angegeben worden: Dr. Hans Riegger in Charlottenburg.

D. R. P. 357040. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 7. 3. 17 ab. Ausgegeben am 14. 8. 22. Zusatz zu D. R. P. 300024, siehe Jahrb. **18**, S. 308. Statt eines schwingenden Kontaktes soll der Widerstand einer Gasstrecke durch eine lokale Steuerung rhythmisch verändert werden. Es soll dabei z. B. eine gesteuerte Kathodenstrahlröhre mit Hilfselektrode (Gitter verwendet werden; die zur Steuerung erforderliche Spannung soll dann dem Gitterkreis der Röhre zugeführt werden.

D. R. P. 351372. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 29. 1. 19 ab. Ausgegeben am 6. 4. 22. Wasserdichter Kathodenröhrenverstärker mit von außen herangeführten Zuleitungen und einer beiderseitig armierten Montageplatte, dadurch gekennzeichnet, daß auf der einen Seite der Montageplatte diejenigen Teile, welche während des Betriebes zugänglich sein müssen (z. B. Kathodenröhren), und auf der anderen Seite die übrigen Teile des Verstärkers montiert sind, wobei die Montageplatte als abdichtende Trennwand für die auf beiden Seiten aufzubringenden Abschlußkappen und gleichzeitig als Träger der von außen zugänglichen Anschlußklemmen dient.

D. R. P. 350800. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 25. 3. 10 ab. Ausgegeben am 27. 3. 22. Einrichtung zur Verminderung der Störenergie bei der Aufnahme telegraphischer Zeichen in der drahtlosen Telegraphie unter Benutzung von Kathodenverstärkern in Verbindung mit einem akustischen Filter. Das Wesen der Anordnung besteht darin, daß als Sieb für die Stör- und Empfangssignale eine offene akustische Luftkopplung benutzt wird. Die Verstärkung der Empfangssignale und die Störsignale wird zunächst durch eine Hochfrequenzverstärkung und dann durch eine Niederfrequenzverstärkung vorgenommen.

D. R. P. 341562. John Hays Hammond jr. in Gloucester, Mass., V. St. A. Patentiert vom 9. 4. 14 ab. Ausgegeben am 4. 10. 21. Gas enthaltender oder evakuierter Detektor für Strahlenenergie mit

einer Kathode und einer Anode. Das Wesen besteht darin, daß der Detektor durch periodisches Herstellen und Unterbrechen des Lokalstromkreises oder der Lokalstromkreise, wie z. B. des Glühfaden- oder des Kraftflußstromkreises oder beider, selbsttätig in seinen ursprünglichen Zustand hoher Empfindlichkeit zur Aufnahme von Signalen zurückgebracht wird.

Hilfseinrichtungen. Verschiedenes.

D. R. P. 349169. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 8. 4. 20 ab. Ausgegeben am 24. 2. 22. Schutzeinrichtung für Sende- und Empfängergeräte der drahtlosen Telegraphie und Telephonie. Die zu schützenden Teile sind mit zwei Schutzgehäusen umgeben, von denen das innenliegende aus elektrisch gutleitendem Material und das außenliegende aus Eisen oder anderen magnetisch leitenden Stoffen besteht. Dabei soll der Abstand zwischen beiden Schutzgehäusen so groß gewählt werden, daß eine wesentliche induktive Beeinflussung zwischen beiden Schutzgehäusen nicht eintreten kann.

D. R. P. 341119. Dr. Erich F. Huth, G. m. b. H., und Dr. S. Loewe in Berlin. Patentiert vom 7. 12. 16 ab. Ausgegeben am 23. 9. 21. Schaltungsanordnung zum Schutz von Niederfrequenztransformatoren gegen das Überschlagen von Hochfrequenzenergie bei drahtlosen Sendestationen mit Gegengewichtsantennen, dadurch gekennzeichnet, daß zur Vermeidung von Durchschlägen die am Gegengewicht auftretende Spannung am Vordringen nach beiden Transformatorklemmen verhindert ist durch Anordnung an sich bekannter Schaltorgane (z. B. Funkenstrecken, Drosselspulen, Ausgleichsleitungen), welche den Weg für die schädliche Spannung unterbrechen oder kurzschließen oder durch Erzeugung von Gegenspannungen sperren.

D. R. P. 356249. Luftschiffbau Zeppelin, G. m. b. H., und Erich Hilligardt in Friedrichshafen a. B. Patentiert vom 13. 7. 20 ab. Ausgegeben am 19. 7. 22. Antennenwinde, insbesondere für Luftfahrzeuge. Hier sind zwei oder mehrere Windetrommeln auf einer gemeinsamen Antriebswelle drehbar gelagert, sie werden mit dieser wahlweise gekuppelt und können durch an die Trommeln angebaute Bremsen in jeder Stellung festgehalten werden, bzw. es kann mit diesen die Ablaufgeschwindigkeit der Antennen geregelt werden.

D. R. P. 342095. Dr. Rudolf Goldschmidt in Berlin. Patentiert vom 10. 2. 18 ab. Ausgegeben am 13. 10. 21. Um eine gleichmäßige Stromverteilung über zwei einander parallel geschaltete Wechselstrom-

kreise zu bewirken, werden Punkte gleichen oder nahezu gleichen Potentials mit Hilfe von Ausgleichsleitungen verbunden, die Kondensatoren enthalten.

D. R. P. 353375. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 25. 11. 20 ab. Ausgegeben am 13. 5. 22. Mechanische Kopplungsvorrichtung zur gleichzeitigen Verstellung verschiedener Abstimmelemente; durch eine mittels Kurvenscheibe o. dgl. zu verstellende Gelenkstange kann mittels Zwischengelenken und Mitnehmer jedes Verstellelement unabhängig von der Kopplung für sich verstellt werden, während nach Einschaltung der Kopplung die einzelnen Abstimmelemente gleichzeitig betätigt werden.

D. R. P. 355246. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 12. 1. 21 ab. Ausgegeben am 23. 6. 22. Zusatz zu dem eben behandelten D. R. P. 353375. Mechanische Kopplungsvorrichtung zur gleichzeitigen Verstellung verschiedener Abstimmelemente nach Patent 353375. Die Verbindung der Mitnehmer mit den Verstellelementen erfolgt nicht durch Schrauben, sondern nach Art der Reibungskopplung, so daß ohne weiteres die einzelnen Elemente unabhängig voneinander verstellt werden können.

D. R. P. 344506. Dr. Erich F. Huth, G. m. b. H., in Berlin. Patentiert vom 3. 11. 18 ab. Ausgegeben am 23. 11. 21. Einstellvorrichtung für Fein- und Grobregelung von drehbeweglichen Apparaten und koaxialer Anordnung der beiden Drehgriffe. In den Handgriff für Grobeinstellung ist ein Reibungsradgetriebe eingebaut, das einerseits mit dem Drehgriff für Feineinstellung und andererseits mit einer Reibungsfläche an der Innenseite des Drehgriffs für Grobeinstellung in Verbindung steht und von einem federnden, die Räder in Eingriff haltenden Lager getragen ist.

D. R. P. 343061. Dipl.-Ing. Wilhelm Hahn in Berlin-Steglitz und Dr. Ing. Leo Pungs in Charlottenburg. Patentiert vom 15. 7. 19 ab. Ausgegeben am 14. 11. 21. Zusatz zu D. R. P. 328279, siehe Jahrb. **17**, S. 146. Die Abstimmspule des Sekundärkreises wird symmetrisch zu der in der Antenne liegenden Trommelspule angeordnet und das Spulensystem für die Richtungsbestimmung so im Raume angeordnet, daß in der Minimumstellung der beweglichen Spule auch die in ihr von den ankommenden Wellen direkt induzierte Spannung ihren Nullwert hat.

D. R. P. 356248. Dr. Erich F. Huth, G. m. b. H., und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin. Patentiert vom 18. 10. 19 ab. Ausgegeben am 18. 7. 22. Rahmenantenne für drahtlose Zeichenübermitt-

lung, dadurch gekennzeichnet, daß sie durch Änderung der Größe oder Leitfähigkeit ihrer Fläche als stetig veränderliche Selbstinduktion im Primärkreis verwendet wird. Zwecks Änderung der Selbstinduktion kann auch die Windungslänge oder -zahl der Antenne veränderlich sein.

D. R. P. 339500. Dr. Erich F. Huth, G. m. b. H., in Berlin. Patentiert vom 16. 12. 17 ab. Ausgegeben am 26. 7. 21. Kopplungsbemessung bei ungedämpften Stationen für drahtlose Nachrichtenübermittlung mit Beibehaltung der gleichen Kopplung für Senden und Empfangen, dadurch gekennzeichnet, daß die Schalter für die Einstellung der Kopplung der Antenne mit dem Anodenkreis derart mechanisch mit dem Wellenbereichschalter der Antenne und des Gitterkreises verbunden sind, daß zwangläufig mit der Wellenbereichumschaltung die günstigste Kopplung für das Senden eingestellt wird und für den Empfang gewahrt bleibt.

D. R. P. 342812. Marconis Wireless Telegraph Company Limited in London. Patentiert vom 4. 6. 20. Ausgegeben am 22. 10. 21.

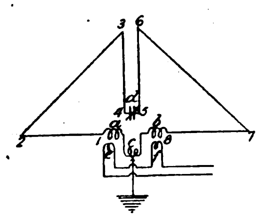


Fig. 7.

Unionspriorität vom 18. 7. 18. Großbritannien. Rahmenluftleiter für Richtungssucher mit Kondensator, dadurch gekennzeichnet, daß der Kondensator zwischen zwei parallelen symmetrischen Leitungsdrähten liegt, die ihn mit der Spitze des Rahmens verbinden, siehe Fig. 7. Im unteren Arm des Rahmenluftleiters liegt eine geteilte Wicklung, zwischen deren beiden Teilen eine Erdverbindung vorhanden ist.

Zeitschriftenschau.

Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.

Das französiche Ministerium für Post- und Telegraphenwesen veröffentlicht einen technischen Bericht, betitelt „Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.

Diese Veröffentlichung, welche alle zwei Monate erscheint, wird unter Aufsicht einer Kommission redigiert, die vom Minister ernannt ist; sie zählt zu ihren Mitarbeitern die angesehensten Persönlichkeiten und hält ihre Leser dauernd auf dem Laufenden über die Telegraphen- und Telephontechnik aller Länder.

Die „Annalen des Postes, Télégraphes et Téléphones" bilden jährlich einen Band von ungefähr 1200 Seiten, welcher ein technisches Dokument darstellt über alle Fortschritte, die auf dem Gebiete des Telegraphen-, Telephon- oder Postwesens gemacht werden, sowie über die in Ausführung begriffenen Arbeiten und Versuche in französischen und fremden Laboratorien.

Die Zeitschrift wird herausgegeben durch die „Librairie de l'Enseignement technique", 3 rue Thénard, Paris. Der Preis für das jährliche Abonnement beträgt 24 fr. für Frankreich und seine Kolonien und 27 fr. für das Ausland.

Bücherbesprechungen.

Chemiebüchlein. 88 Seiten mit 6 Abbildungen. Verlag von Franckh, Stuttgart, 1922. Herausgegeben von Prof. H. Bauer. Preis M. 9.60

Die außerordentlichen Fortschritte der Naturwissenschaft machen es heute dem außerhalb des betreffenden Spezialgebietes Stehenden nahezu unmöglich, auf dem Laufenden zu bleiben. Es ist daher ein großes Verdienst der Herausgeber und der bekannten Franckhschen Verlagsbuchhandlung, eine Informationsdarstellung auf den Markt gebracht zu haben, welche auch einer ziemlich strengen Kritik standhält. Bei einer mustergültigen Kürze behandelt das Chemiebüchlein folgende Gebiete: 1. Allgemeine und anorganische Chemie, 2. Organische Chemie, 3 Farbstoffe, 4. Kleine Mitteilungen. Um ein Bild zu geben, sei aus dem Inhaltsverzeichnis des Teil 1 nur folgendes erwähnt: Das Rutherfordsche Atommodell, Rutherfords künstliche Atomanalyse, von der Quantentheorie, Elektrizität, Licht, Äther und Materie, Bohrsches Atommodell und Röntgenspektrum, relativistische Verteilung des Bohrschen Atommodells usw. Unter 3 greife ich heraus: Anilinfarben, Lichtechtheit, Licht und Farbe, Oswaldsche Farbenlehre, Farbenkreis usw.

Das Chemiebüchlein ist ein wichtiges Kompendium in jeder naturwissenschaftlichen Bibliothek. Eugen Nesper.

C. Schaefer, Einführung in die Maxwellsche Theorie der Elektrizität und des Magnetismus. 174 Seiten mit 33 Abbildungen. Verlag von B. G. Teubner, Leipzig-Berlin, 1922. Preis M. 75.—

Das Buch behandelt in Kap. 1 die Elektrostatik, in Kap. 2 die Magnetostatik. In Kap. 3 folgt der elektrische Strom und sein Magnetfeld,

in Kap. 4 die Induktion. In diesen beiden Kapiteln werden die allgemeinen Maxwellschen Gleichungen diskutiert. Von besonderem Interesse ist die in Kap. 5 enthaltene spezielle Maxwellsche Theorie, welche sich auf elektrische Wellen bezieht. Das Buch, das Band 3 der Jahnkeschen Sammlung mathematisch-physikalischer Lehrbücher darstellt, hat die großen Vorteile der Kürze und der verhältnismäßig einfachen mathematischen Darstellung, so daß es gerade für diejenigen Hochfrequenzinteressenten in Betracht kommt, welche sich rasch über den Wirkungsbereich der Gleichungen informieren wollen. Von besonderem Interesse ist die Besprechung der Hagen-Rubenschen Messungen, durch welche die Drudeschen Gleichungen s. Z. bestätigt wurden und welche zusammen mit der Boltzmannschen Relation den stärksten Beweis für die Richtigkeit der Elektromagnetischen Lichttheorie darstellt. Dem anschaulich geschriebenen Werk ist weitgehendste Verbreitung zu wünschen. Eugen Nesper.

F. Fuchs, Grundriß der Funkentelegraphie. 94 Seiten mit 160 Abbildungen. Verlag von R. Oldenbourg, München und Berlin, 1922. Preis M. 40.—

Die Fuchssche Darstellung weicht gegenüber sonstigen Büchern grundsätzlich dadurch ab, daß die wichtigsten Figuren und auch Formeln am Rande gleichsam als Stichwort neben dem erklärenden Text abgedruckt sind. Da es sich um einen Grundriß handelt, ist eine überaus knappe Darstellung gewählt. Obwohl die wichtigsten Gleichstrom- und Wechselstromerscheinungen, sowie die Grundlage der elektrischen Schwingungen und Wellen und der Resonanzerscheinungen in dem Buch beschrieben sind, nimmt die Abhandlung nur 88 Seiten ein. Es konnten daher auch nur die allerwesentlichsten Gegenstände besprochen werden, wobei die Auswahl sich offenbar in der Hauptsache auf das beschränkt hat, was den Offizieren und Mannschaften der ehemaligen Funker- und Fliegertruppe zu eigen gemacht werden sollte.

Für eine rasche und kurze Information wird die Fuchssche Darstellung durchaus in Betracht kommen. Desgleichen wird sie sich gut für Funkerschulen und dergl. als Leitfaden eignen. Eugen Nesper.

Kurze Mitteilungen.

(Beiträge aus dem Leserkreise erbeten.)

Verdrängung des drahtlosen Funkensenders durch das ungedämpfte System. Zu diesem aktuellen Thema schreibt C. C. Levin in „The Nautical Gazette" 1922, Nr. 10: Das fortdauernde Anwachsen der Weltschiffahrt und zunehmende Interesse an der möglichst schnellen und bequemen Radioverbindung mit Schiffen auf See hat zu zahlreichen Entdeckungen und zu grundsätzlichen Änderungen in den Grundlagen der drahtlosen Telegraphie geführt. Der Übergang, der sich augenblicklich vollzieht, geht in Richtung des Ersatzes von Funkensendern

zu Sendern mit ungedämpften Wellen für die Verbindung mit Seeschiffen. Bis zur Gegenwart hatte die Telegraphie mit Funkensendern ausgereicht, um den Bedarf der Schiffahrt zu befriedigen. Ebenso stand es seit langer Zeit fest, daß dieses System nicht in der Lage sein würde, den Verkehrsumfang zu bewältigen, wenn die drahtlose Übermittelung zur allgemeineren Anwendung gelangt sein wird. Unter diesem System war die Norm für Schiffs-Küstenverkehr dargestellt durch die einfache Küstenstation, mit der gleichzeitig nur ein Schiff auf einer Wellenlänge verkehren konnte. Wenn tatsächlich nur drei Wellenlängen zugelassen sind, dann kann man leicht verstehen, daß heute die Verbindungsmöglichkeit beschränkt ist und daß, zumal in der Nähe der Häfen, die Luft mit Funksprüchen „vollgepfropft" ist. Die Aufnahme des Funkpeildienstes hat dazu beigetragen, die Leistungsfähigkeit der Funkentelegraphie näher zu umgrenzen, da diese Erfindung eine ungeheuere Verkehrssteigerung gebracht hat und eine Wellenlänge ausschließlich in Anspruch nimmt. Diese Umstände haben zu der allgemeinen Meinung Anlaß gegeben, das Funkensystem habe seinen Höhepunkt überschritten, und ein neues System müsse sich mit den neuen Forderungen befassen. Infolgedessen wurde das ungedämpfte System ausgebildet, und es erweist sich tatsächlich dem Funken gegenüber als wesentlich überlegen. Einer der bedeutendsten Vorteile ist die scharfe Abstimmung, meist bis auf wenige Meter, und diese gestattet, den größten Mißstand des Funkensystems zu umgehen, da die internationalen Vorschriften nicht mehr den Verkehr ausschließlich mit der nächsten Küstenstation verlangen wie bei der Telegraphie mit Funkensendern. Das neuere System hat einen mindestens viermal so großen Bereich als das Funkensystem, und es ist deswegen geeignet, direkt mit amerikanischen Küstenstationen auf große Entfernungen zu verkehren. Es schützt so vor den häufigen Mißerfolgen, denen bisher die an die nächste Küstenstation zu gebenden Telegramme ausgesetzt waren. Oft besaß die Küstenstation keine entsprechenden Kabelverbindungen mit der übrigen Welt.

Zwei Abarten des ungedämpften Systems sind im Gebrauch: Lichtbogen und Röhrensender. Der erstgenannte ist einige Zeit allgemein bei der Flotte eingeführt gewesen und hat dort seine Brauchbarkeit in solchem Maße erwiesen, daß er nun auch bei der amerikanischen Handelsflotte eingebaut wurde. Eine dieser Stationen wurde eingerichtet auf dem Shipping Boarddampfer „Centennial State" der so mit amerikanischen Stationen über 2000 Sm. verkehren konnte und auf einer der letzten Reisen imstande war, in dauernder Verbindung mit der

Marinestation Bas Harbour (Marine) bis zum Einlaufen nach Queenstown zu bleiben. Mehr noch: Er konnte zahlreiche Telegramme anderer Schiffe innerhalb seiner Reichweite aufnehmen und sie vor den häufigen Mißerfolgen beim Absetzen an kanadische Küstenstationen und Telegraphengesellschaften bewahren, die noch nicht den Vorteil erkannt haben, den solche Nachrichten besitzen, wenn sie mindestens einen halben Tag früher eintreffen! Einige der großen Cunard- und White-Stardampfer sind versehen mit Apparaten, bei denen eine Vakuumröhre als Sender wirkt, und es sind Untersuchungen darüber im Gange, welche Ausführungsform der Röhren- oder Lichtbogensender im amerikanischen ungedämpften System vorherrschen soll. F. Kohlhauer.

Berichtigung.

Die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie teilt uns mit, daß in Fig. 2 des Artikels von Graf Arco „Moderner Schnellempfang und Schnellsenden" in Band 19, 1922, S. 351, insofern in der uns s. Z. zur Verfügung gestellten Figur ein Fehler unterlaufen ist, als die Mitte der Resonanzkreisspule mit der Verbindung der beiden Glühdrähte der Röhren durch eine Leitungsführung zu verbinden ist. Die Redaktion.

Koepsel-Loewe-G. m. b. H.

Die Koepsel-Loewe-G. m. b. H., Berlin SW. 61, Gitschinerstraße 108, wird von Dr. Adolf Koepsel geleitet, während die Versuchslaboratorien und die technische Beratung in den Händen von Dr. Siegmund Loewe liegen. Dr. Koepsel ist der bekannte Pionier und erste wirkliche Konstrukteur der drahtlosen Telegraphie, dessen Drehplattenkondensator (erfunden 1900), ebenso wie der von ihm ent-

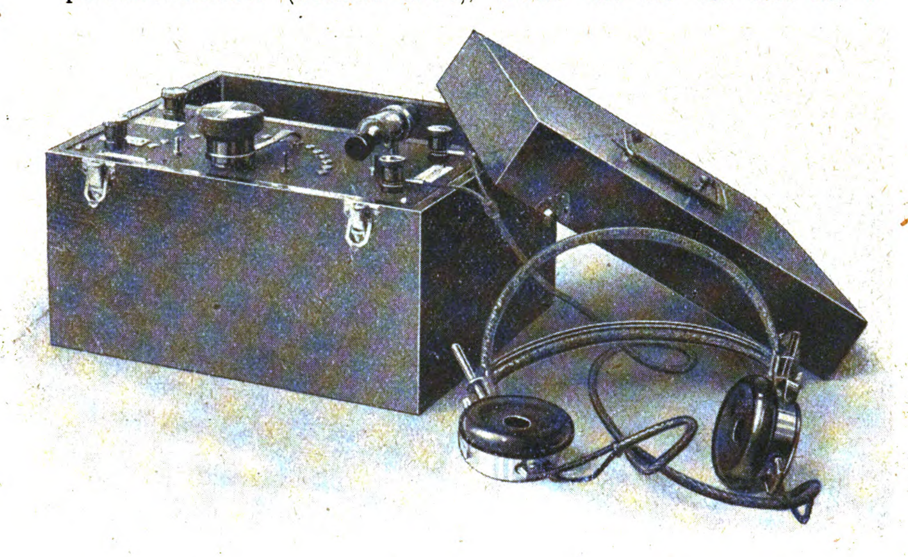


Fig. 1.

deckte Kontaktdetektor (1901) Allgemeingut der gesamten drahtlosen Technik aller Länder geworden ist. Es gibt kaum ein Konstruktionselement der drahtlosen Nachrichtenübermittelung älterer Zeiten, welches Koepsel nicht selbst geschaffen oder an welchem er nicht führend mitgewirkt hätte. Seine erheblichen Verdienste um den ersten Resonanzkreiswellenmesser der drahtlosen Praxis sind gleichfalls allgemein bekannt.

Die Koepsel-Loewe-G. m. b. H. beschäftigt sich hauptsächlich mit der Herstellung von kompletten Empfangsapparaten für den Amateurbetrieb („broadcasting") und den hierzu gehörenden Bestandteilen, wie Kondensatoren, Telephonen, Lautsprechern usw. Der wesentlichste Punkt bei der Formgebung, Fabrikation und Prüfung dieser Gegenstände ist

der, daß unter Berücksichtigung aller Erfahrungen der Hochfrequenztechnik bis in die allerletzte Zeit hinein, insbesondere der Arbeiten von Dr. Siegmund Loewe, diese eine Gestaltung erfahren haben, welche die weitgehendsten Ansprüche der Benutzer restlos erfüllt. Infolge der ausgezeichneten Werkstattechnik der Koepselschen Fabrikation ist es ferner gelungen, alle Teile so herzustellen und derart durchzubilden, daß eine fast absolute Betriebssicherheit der Apparate gewährleistet ist.

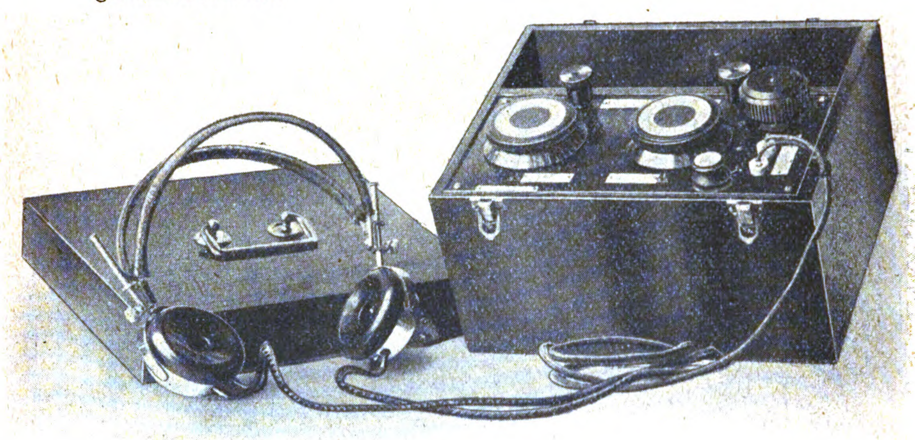


Fig. 2.

Für den Empfang, wie er heute in den meisten für den Amateurbetrieb freigegebenen Ländern üblich ist, dient der Kristalldetektorempfänger Type K. L. C., entsprechend Fig. 1. In einem gefälligen Holzkasten mit Abschlußdeckel, in welchem Transport und Aufbewahrung gesichert stattfinden können, ist der Empfangskreis, bestehend aus einer stufenweise regulierbaren Spule, und der Detektorkreis enthalten. Zum Anschluß von Antenne und Erde sind Klemmen vorgesehen, ebenso für die Anschaltung des Doppelkopftelephones. Der Hörer wird in der Ruhelage im Kasten untergebracht, so daß der Apparat ein völlig abgeschlossenes, jederzeit betriebsbereites Ganzes bildet.

Die Konstruktion des Empfangskreises ist derart durchgeführt, daß schädliche Nebenschlüsse und Wirbelstromverluste nicht auftreten und infolgedessen maximale Empfangsenergie und geringste Verlustdämpfung erzielt wird. Besondere Vorzüge weist ferner der leicht

einstellbare Detektor auf. Mit Hilfe eines Kugelgelenkes ist es bei demselben möglich, die Detektorkontakte an jedem beliebigen Punkte und unter beliebigem Druck zur Berührung zu bringen. Der Detektor ist zum Schutz vor Staub und Feuchtigkeit in ein Glasgehäuse eingeschlossen, welches jedoch eine Einstellung des Detektors ohne Öffnung desselben gestattet. Aufbau, Fabrikation und Leistungsfähigkeit sichern diesem Empfänger weiteste Verbreitung.

Noch weitergehenden Anforderungen genügt der in Fig. 2 wieder-

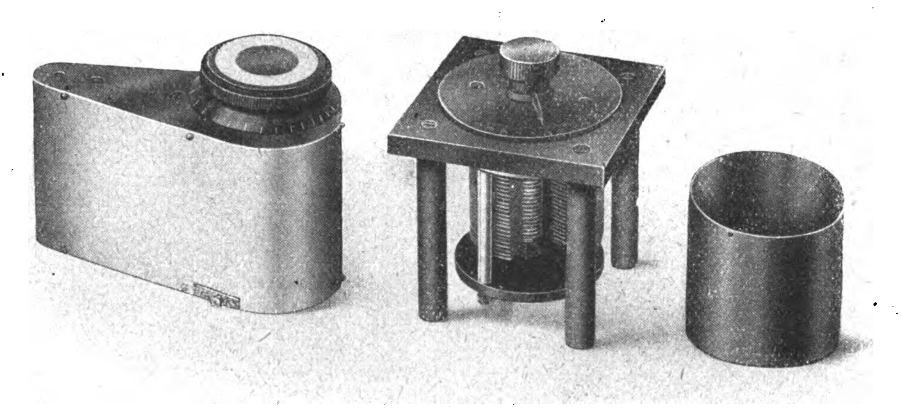


Fig. 3.

gegebene Empfänger Type L. D. 1. Bei diesem ist die äußere Form des Kastens mit Deckel eine ähnliche, jedoch besitzt der Empfänger einen Koepselschen Drehplattenkondensator zur Abstimmung und eine kontinuierlich variable Detektorkopplung. Der elektrisch hochwertige Apparat besitzt dabei einen sehr ansprechenden Aufbau, wie aus der Figur ohne weiteres zu ersehen ist.

Die Koepsel-Loewe-G. m. b. H. stellt einen neuartigen Drehkondensator her, Type K. M. Z., dessen äußere Form in Fig. 3 links ersichtlich ist. Dieser Kondensator ist billiger als ein entsprechender Drehplattenkondensator gleicher Kapazität und beansprucht auch nicht mehr Raum. Er ist sowohl für Empfangs- als auch für Sendezwecke bei kleinen Leistungen zu verwenden. Er wird für alle Kapazitätswerte gebaut, und zwar mit Endkapazitäten von 300—20000 cm. Dabei besitzt er selbst bei größter Endkapazität nur eine verschwindend kleine Anfangskapazität, so daß das Variationsverhältnis viel größer ist als bei anderen Arten von Kondensatoren. Die Verluste in diesem Kondensator sind äußerst gering.

Natürlich baut die Gesellschaft auch die Original-Koepseldrehplattenkondensatoren, wie sie Fig. 3 rechts zeigt.

Bei der Telephonkonstruktion sind gleichfalls alle Anforderungen des modernen Amateurgebrauches in weitgehendem Maße berücksichtigt, insbesondere mit Bezug auf die Einstell- und Haltevorrichtung. Ein Doppelkopftelephon der Koepsel-Loewe-G. m. b. H. ist in Fig. 4 dargestellt. Diese Telephone werden normal mit 2000, 3000 und 4000 Ohm

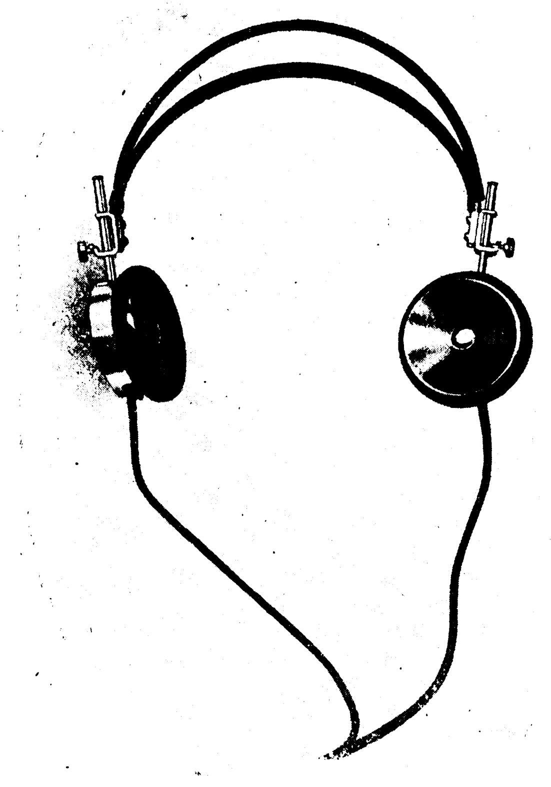
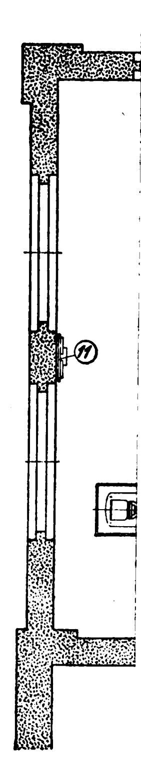


Fig. 4.

Widerstand geliefert, können aber auf Wunsch auch mit anderen Widerstandsgrößen angefertigt werden.

Die Firma hat ebenso noch weitere Apparate für den modernen drahtlosen Amateurbetrieb ausgebildet und bringt dieselben auf den Markt. Hierzu gehören insbesondere Lautsprechereinrichtungen verschiedener Ausführungsform u. a. m., über das besonders berichtet werden soll.



1. Dr
2. 500
3. 30
4. 10
5. 20

Verlag von

Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie
Zeitschrift für Hochfrequenztechnik

Band 20. November 1922. Heft 5.

Inhalt.

Manuskripte für das *Jahrbuch*, möglichst mit klischierfähigen Figuren versehen, sind an *Dr. E. Nesper*, *Berlin-Friedenau*, *Trögerstr. 2 I*, zu senden.

Die Herren Autoren werden gebeten, eine kurze Zusammenfassung des wesentlichen Inhalts ihrer Arbeit jedem Manuskript beizufügen.

Abonnements und Inserate sind zu richten an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn Berlin W. 10*, *Genthinerstraße 39*, Postscheck-Konto Berlin 32647.

Methoden zur Herstellung von Hochfrequenzspannungen bestimmter Phasenverschiebung.

Von G. Gleißner.[1])

Für die Zwecke der gerichteten drahtlosen Telegraphie besteht bekanntlich ein Bedürfnis nach der Herstellung bestimmter Phasenverschiebungen. Verwendet man zur Erzeugung der Hochfrequenzschwingungen einen Röhrensender, so ist die natürlichste Anordnung die, daß man auf der Sendestation zwei Hochfrequenzspannungen derselben Frequenz, aber verschiedener Phase erzeugt und diese Spannungen den Gittern von je einem Elektronenrelais zuführt, das sich am Fuße jeder Antenne befindet und dessen Anodenkreis direkt oder indirekt den Strom für die Antenne liefert. Fig. 1 zeigt die Anordnung rein

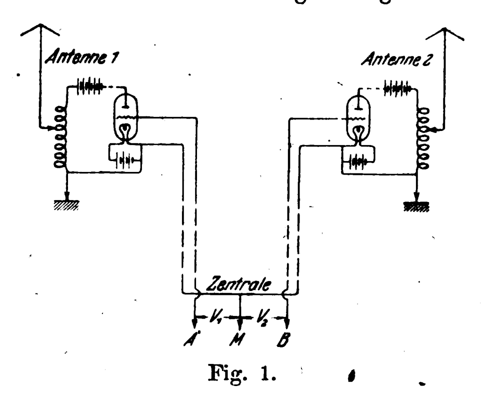


Fig. 1.

schematisch. Die Aufgabe kommt in diesem Fall darauf hinaus, an der Zentralstation zwei hochfrequente Spannungen derselben Frequenz, aber vorgegebener Phase zu erzeugen; die Aufgabe, zwei phasenverschobene Ströme in den beiden Antennen zu bekommen, ist damit automatisch gelöst. Zweck des folgenden ist, eine Anzahl Methoden anzugeben, um derartige Spannungen herzustellen.

Meßanordnung.

Zur Messung der Phasenverschiebung zwischen zwei Spannungen diente ein Binantenelektrometer (Spiegelbinant der Firma H. Bartels, Göttingen). Für ein solches gilt:

1) Auszug aus der am 22. November 1921 eingereichten Dissertation der Technischen Hochschule in München.

a) Verbindet man je eine Nadelhälfte mit je einem Binanten und legt die zu messende Spannung V, wie Fig. 2a darstellt, an, so ist der Ausschlag proportional $\int V^2\, dt$.

b) Legt man andererseits an die Nadelhälfte die eine Spannung V_1, an die Binanten eine zweite Spannung V_2, Fig. 2b, so wird der

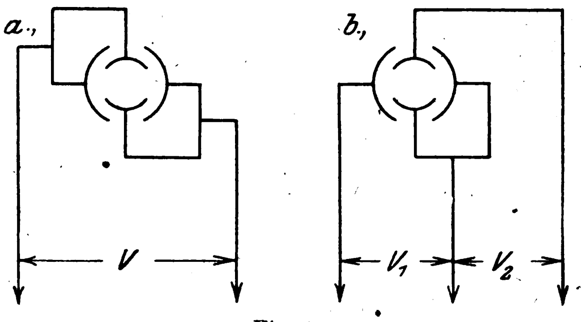


Fig. 2.

Ausschlag proportional $\int V_1 \cdot V_2\, dt$. In dieser Schaltung wurde bereits früher das Binantenelektrometer zur Leistungsmessung von Wechselströmen verwendet.[1])

Unter der Annahme, daß die Spannungen nicht merklich von der Sinusform abweichen und daß eine gewisse Phasendifferenz φ zwischen ihnen besteht, wird der Ausschlag beim Anlegen der Spannungen V_1 bzw. V_2 in Schaltung a proportional $V_1{}^2{}_{\mathrm{eff}}$ bzw. $V^2{}_{2\,\mathrm{eff}}$, in Schaltung b proportional $V_{1\,\mathrm{eff}} \cdot V_{2\,\mathrm{eff}} \cdot \cos\varphi$.

Der Gang der Messung ist demnach folgender:

1. Man legt in der Schaltung a die Spannung V_1 an das Elektrometer und ermittelt aus der Eichkurve $V_{1\,\mathrm{eff}}$.
2. Man ermittelt auf dieselbe Weise $V_{2\,\mathrm{eff}}$.
3. Man legt in der Schaltung b die beiden Spannungen an das Instrument und erhält aus der Eichkurve einen Wert, der $V_{1\,\mathrm{eff}} \cdot V_{2\,\mathrm{eff}} \cdot \cos\varphi$ entspricht.

Hieraus läßt sich ohne weiteres der Phasenwinkel durch Rechnung finden.

Die Einstellung des Elektrometers verursacht Schwierigkeiten wegen der unvermeidlichen Unsymmetrien. In der Schaltung b muß ja das Produkt $V_1 \cdot V_2$, gleiche Phase vorausgesetzt, immer denselben

1) E. Mayer, Phys. Zeitschrift 14, S. 394, 1913; H. Rukop und J. Zenneck, Phys. Zeitschrift 15, S. 145, 1914.

Ausschlag ergeben, gleichgültig ob $V_1 \lesseqgtr V_2$, wenn nur das Produkt zahlenmäßig denselben Wert beibehält. Speziell darf für V_1 gleich Null oder V_2 gleich Null überhaupt kein Ausschlag erfolgen. Diese Bedingung bildet praktisch den Ausgangspunkt der Justierung. Hat man das Instrument soweit einreguliert, daß für V_1 gleich Null kein Ausschlag mehr erfolgt, wenn man als V_2 Spannungen anlegt, die mindestens so hoch sind als die nachher zu messenden, so überzeuge man sich, ob auch für V_2 gleich Null beim Anlegen entsprechender Spannungen V_1 der Spiegel in Ruhe bleibt. Schließlich kommutiere man die Nadel oder die Binanten; auch in diesem Falle darf kein Ausschlag erfolgen.

Ist die Justierung genau ausgeführt, so gilt tatsächlich dieselbe Eichkurve für Schaltung *a* und *b*.

Die Eichkurve wurde nach sorgfältiger Justierung mit Gleichstrom aufgenommen und ergab innerhalb des zur Verwendung gelangenden Meßbereiches eine absolute Gerade, wenn als Abszisse die Quadrate der Spannungen aufgetragen wurden. Einzelne Punkte der Eichkurve wurden durch angelegte Wechselspannungen verschiedener Frequenz mittels Hitzdrahtvoltmeter nachgeprüft; eine merkbare Abweichung ergab sich nicht.

Die Genauigkeit der Winkelbestimmungen betrug bei meinen Messungen für Phasenwinkel zwischen 20 und 80^0 etwa $\pm 1^0$. Für Winkel unter 20^0 war die Genauigkeit wegen des flachen Verlaufes der cos-Funktion, bei Winkeln über 80^0 wegen der kleinen Werte für $V_{10} \cdot V_{20} \cdot \cos\varphi$ etwas geringer.

I.

Das Prinzip der folgenden naheliegenden Methode ist: Ein Schwingungskreis wird auf irgendeine Weise in ungedämpfte Schwingungen versetzt. Der Kreis enthält eine abstöpselbare Selbstinduktion L und einen großen Ohmschen Widerstand R, von dem beliebig abgezweigt werden kann.

Wird nun eine Spannung V_1 (Fig. 3) nur an Ohmschen Widerstand abgenommen, so ist diese phasengleich mit dem Strom. Wird andererseits die Spannung V_2 (Fig. 3) nur an Selbstinduktion abgenommen, so entsteht hier, vorausgesetzt, daß der Ohmsche Widerstand der Spule vernachlässigbar klein ist gegen ihre Induktanz, die Phasenverschiebung 90^0 zwischen Spannung und Strom. Dadurch, daß man V_2 an Selbstinduktion und Ohmschen Widerstand abnimmt, Fig. 4b, läßt sich jede

beliebige Phasenverschiebung der Spannung V_2 gegen den Strom und damit auch gegen die Spannung V_1 erreichen.

Diese Methode läßt sich in der verschiedensten Weise ausführen. Bei meinen Versuchen wurde V_1 stets an Ohmschen Widerstand ab-

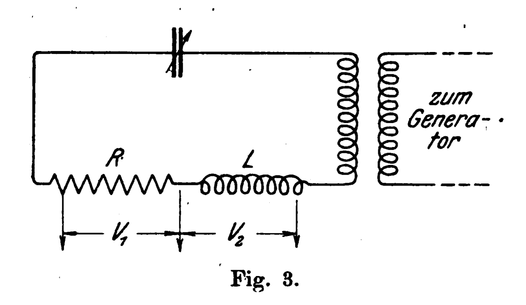


Fig. 3.

genommen; für die Abnahme von V_2 fand ich das folgende in Fig. 4 skizzierte Verfahren praktisch. A und M stellen zwei in festem Abstand voneinander gehaltene Kontakte dar, die beide längs des Ohmschen Widerstandes verschiebbar sind. Längs der Selbstinduktion ver-

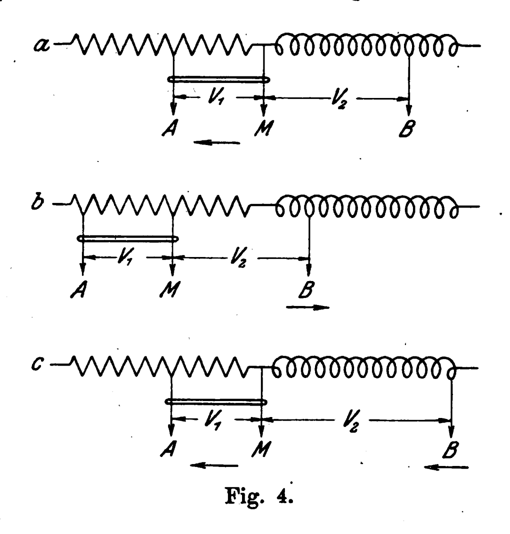


Fig. 4.

schiebbar ist der Kontakt B. Bei der in Fig. 4a gezeichneten Stellung der Kontakte besteht zwischen der Spannung V_1, die am Ohmschen Widerstand, und der Spannung V_2, die an der Selbstinduktion abgenommen ist, eine Phasenverschiebung von 90^0. Werden die Kon-

takte A und M nach links verschoben, so nimmt die Phasendifferenz zwischen V_1 und V_2 ab, da V_2 dann nicht mehr an Selbstinduktion allein abgenommen wird. Dabei läßt sich durch Verschieben von B stets erreichen, daß die Amplitude von V_1 gleich derjenigen von V_2 wird und man erhält alle Phasenwinkel zwischen 0 und 90°.

Bei meinen Versuchen waren die Konstanten des Schwingungskreises folgende: Gesamte Selbstinduktion $18{,}53 \cdot 10^6$ cm, Kapazität 2900 cm, Ohmscher Widerstand 710 Ohm, Wellenlänge 13200 m, Frequenz $1{,}36 \cdot 10^5$/sec. Der Ohmsche Widerstand war ein großer Flüssigkeitswiderstand. In den Trog desselben konnten die beiden starr miteinander verbundenen Elektroden A und M eingehängt und verschoben werden. Der Abstand A—M war so gewählt, daß der Widerstand zwischen diesen Elektroden etwas kleiner war als die Hälfte des Gesamtwiderstandes. B ist ein Stöpsel, der in die verschiedenen Kontakte der Selbstinduktionsspule eingesteckt werden konnte; die Selbstinduktion war also nur in Stufen variabel. Die Resultate der Messungen sind in Tabelle 1 zusammengestellt. Beigefügt sind die

Tabelle 1.

Widerst. R_1 Ohm	Spannung V_1 Volt	Widerst. R_2 Ohm	Selbstind. L_2 cm	Spannung V_2 Volt	Phasenwinkel beob. ° ′	Phasenwinkel ber. ° ′
345	7,64	0	$24{,}2 \cdot 10^5$	7,64	90	90
338	7,59	38	$23{,}6 \cdot 10^5$	7,59	82 55	83 15
337	7,62	74	$23{,}0 \cdot 10^5$	7,62	77 00	76 40
336	7,60	99	$22{,}4 \cdot 10^5$	7,60	72 05	72 00
336	7,64	119	$21{,}8 \cdot 10^5$	7,64	68 45	68 10
335	7,64	136	$21{,}2 \cdot 10^5$	7,64	65 25	64 50
334	7,60	160	$20{,}6 \cdot 10^5$	7,60	60 05	60 10
333	7,62	171	$20{,}4 \cdot 10^5$	7,62	57 50	58 20
332	7,62	178	$19{,}5 \cdot 10^5$	7,62	56 25	56 10
330	7,60	222	$16{,}5 \cdot 10^5$	7,60	45 50	45 20
322	7,60	258	$13{,}1 \cdot 10^5$	7,60	35 35	34 40
318	7,62	286	$9{,}55 \cdot 10^5$	7,62	24 55	24 25
317	7,60	303	$6{,}23 \cdot 10^5$	7,60	15 30	15 40
316	7,62	312	$3{,}48 \cdot 10^5$	7,62	7 30	8 35
316	7,59	313	0	7,59	0	0

Werte der Phasenverschiebung, die sich aus den gemessenen Werten des Widerstandes und der Selbstinduktion berechnen. Die Übereinstimmung ist so befriedigend, als sie bei derartigen Messungen erwartet werden kann.

Bei der angegebenen Methode sind die Spannungen V_1 und V_2 bei bestimmten Stellungen der Kontakte A, M und B von der Frequenz

abhängig. Für den Fall, daß mit einer bestimmten konstanten Frequenz gearbeitet werden soll, wird man praktisch den Ohmschen Widerstand in Zickzackform und die Selbstinduktion als Spule wickeln und die Stellung der beiden Schleifkontakte M — der Schleifkontakt A ist damit fest verbunden — und B für bestimmte Phasenwinkel auf einer Skala markieren. Hierbei ist auf gleiche Amplitude der beiden Spannungen V_1 und V_2 Rücksicht zu nehmen.

Bei den besprochenen Messungen waren die Schwingungen in dem zur Messung verwendeten Schwingungskreis dadurch erzeugt, daß derselbe mit einem Elektronenrelaisgenerator lose gekoppelt war (Fig. 3). Diese Schaltung hat den Vorteil, daß man in der Wahl des Widerstandes R und der Selbstinduktion L praktisch kaum beschränkt ist. Man hat außerdem den Vorteil, daß die Schwingungen in dem selbstverständlich auf den Generator abgestimmten Schwingungskreis praktisch sinusförmig werden auch dann, wenn es die Generatorschwingungen

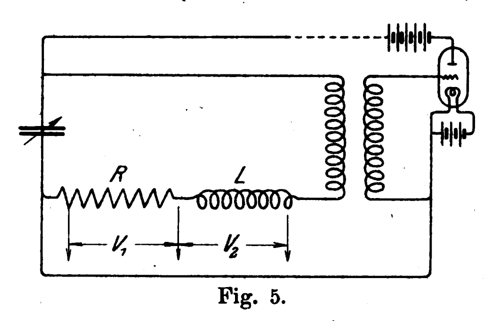


Fig. 5.

nicht sind. Sie hat aber auch den Nachteil, daß durch die Kopplung ein großer Teil der Energie des Generators nutzlos verloren geht. Dieser Nachteil wird vermieden, wenn man in dem Schwingungskreis direkt durch ein Elektronenrelais Schwingungen hervorruft. Fig. 5 zeigt eine derartige Schaltung. Man ist dann aber weder in der Wahl der für die Messung verfügbaren Selbstinduktion mit Rücksicht auf die Rückkopplung, noch in der Wahl des Widerstandes mit Rücksicht auf das Ansprechen der Schwingungen vollkommen frei, wenn auch bei Verwendung eines Elektronenrelais höhere Widerstände zulässig sind als beim Betrieb mit einem Poulsengenerator. Bekannt ist ferner, daß in dieser Schaltung unter Umständen der Vorteil des sinusförmigen Verlaufes der Schwingungen in sehr merkbarer Weise aufgegeben wird. Ich habe eine Versuchsreihe in dieser Schaltung aufgenommen und ihre Ergebnise in Tabelle II zusammengestellt; sie

zeigen im wesentlichen dasselbe wie die Ergebnisse der vorigen Versuchsordnung.

Tabelle II.

Widerst. R_1 Ohm	Spannung V_1 Volt	Widerst. R_2 Ohm	Selbstind. L_2 cm	Spannung V_2 Volt	Phasenwinkel beob. ° ′	Phasenwinkel ber. ° ′
156	7,00	0	$16{,}5 \cdot 10^5$	8,65	90	90
147	6,51	52	$13{,}1 \cdot 10^5$	6,95	72 30	72 20
145	6,29	107	$9{,}55 \cdot 10^5$	6,61	47 30	48 00
145	6,31	131	$6{,}23 \cdot 10^5$	6,51	32 10	30 50
144	6,27	146	$3{,}48 \cdot 10^5$	6,47	15 10	16 30
144	6,73	147	0	6,77	0	0

II.

Im folgenden sollen nun Methoden beschrieben werden, bei denen phasenverschobene Ströme in zwei getrennten Systemen hergestellt werden. Die Spannungen können dann in beiden Systemen nur an Selbstinduktionen abgenommen werden, besitzen also konstante Phasenverschiebung gegen ihre Ströme. Es kann dann die Amplitude jeder

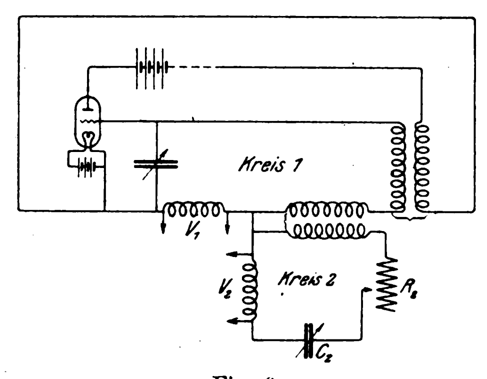


Fig. 6.

der Spannungen durch Abstöpseln über einem größeren oder kleineren Selbstinduktionsbetrag beliebig variiert werden, ohne daß dadurch die Phasenverschiebung zwischen den Strömen beider Schwingungskreise und damit zwischen den Spannungen selbst sich ändert.

Die Methode beruht auf folgender Überlegung: Koppelt man mit einem ungedämpft schwingenden Kreis z. B. demjenigen eines Röhrensenders (Index 1) einen zweiten Schwingungskreis (Index 2) — die

Schaltung ist in Fig. 6 dargestellt —, so ist bekanntlich der Strom im Sekundärkreis gegenüber demjenigen im Primärkreis um den Winkel $\frac{\pi}{2} - \varphi$ verzögert, wobei $\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L_2 - 1/\omega C_2}{R_2}$ ist.

Für die Frequenz der Kopplungsschwingungen gilt annähernd:

$$\omega^2 = \frac{\omega_1^{\,2} + \omega_2^{\,2}}{2(1-k^2)} \pm \sqrt{-\frac{\omega_1^{\,2} \cdot \omega_2^{\,2}}{1-k^2} + \left(\frac{\omega_1^{\,2} + \omega_2^{\,2}}{2(1-k^2)}\right)^2}$$

wo

$$\omega_1^{\,2} = \frac{1}{L_1 C_1}; \quad \omega_2^{\,2} = \frac{1}{L_2 C_2}; \quad k^2 = \frac{M^2}{L_1 L_2}$$

Für die Herstellung einer beliebigen Phasenverschiebung zwischen den Strömen der beiden Schwingungskreise ergibt die Beziehung für $\operatorname{tg} \varphi$ folgende Möglichkeiten:

1. In den Ausdruck für $\operatorname{tg} \varphi$ geht die Kreisfrequenz ω der Kopplungschwingungen ein. Und zwar wird nach der mathematischen Form des Ausdruckes in der Nähe der Resonanz die geringste Änderung von ω eine verhältnismäßig große Änderung des Phasenwinkels bewirken. Eine solche Änderung der Kopplungsfrequenz läßt sich, wie sich aus der Formel für die Frequenz ohne weiteres ergibt, erreichen durch Änderung der Kopplung zwischen den beiden Kreisen oder

2. durch Verstimmen (Änderung des Verhältnisses von ω_1 zu ω_2).

3. Es kommt in der Formel für den Phasenwinkel der Widerstand R_2 vor. Durch Vergrößern des Widerstandes im Schwingungskreis 2 muß sich ebenfalls eine Phasenverschiebung erzielen lassen.

4. Es besteht die Möglichkeit, die unter 1., 2. und 3. erwähnten Methoden zu kombinieren.

Bei der praktischen Ausführung waren die Konstanten der beiden Schwingungskreise:

Kreis 1: Selbstinduktion $6{,}22 \cdot 10^6$ cm, Kapazität 9300 cm,
Kreis 2: Selbstinduktion $16{,}46 \cdot 10^6$ cm, Kapazität variabel, bei Abstimmung auf Kreis 1: 3570 cm.

Die Wellenlänge bei Abstimmung betrug 15200 m, die Kreisfrequenz $1{,}24 \cdot 10^5$/sec. Der induktionsfreie Widerstand R_2 bestand bei beiden Messungen aus einem geradlinig ausgespannten Konstantandraht, der einen Widerstand von 58,8 Ohm pro Meter hatte; durch einen Schleifkontakt konnte ein beliebiger Teil desselben eingeschaltet werden.

Die beiden Spannungen V_1 und V_2 wurden an den in Fig. 6 er-

sichtlichen Selbstinduktionsspulen abgenommen, und zwar hatte die Spule, an der V_1 lag, maximal eine Selbstinduktion von $16{,}5 \cdot 10^5$ cm, die entsprechende Spule im Kreis 2 eine solche von $5{,}8 \cdot 10^5$ cm.

1. Änderung der Kopplung allein.

Die Kreise 1 und 2 werden bei ganz loser Kopplung aufeinander abgestimmt, und es wird dann die Kopplung zwischen den beiden Kreisen geändert. Im Kreis 2 liegt kein Ohmscher Zusatzwiderstand. Nach der Theorie muß sich dann für extrem feste Kopplung der Phasenwinkel 0 oder 180°, für extrem lose Kopplung die Phasenverschiebung 90° ergeben. Bei Änderung der Kopplung von extrem fester bis zu extrem loser Kopplung müssen alle Phasenwinkel von 0 bis 90°, bzw. von 180 bis 90° durchlaufen werden. Der Versuch bestätigt dies; nur läßt sich natürlich bei induktiver Kopplung von eisenfreien Spulen eine extrem feste Kopplung nicht erreichen; der größte herstellbare Kopplungskoeffizient betrug bei meinen Spulen 15%.

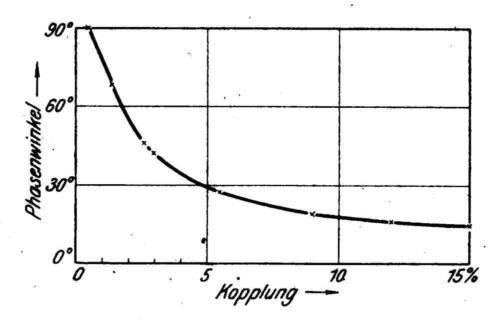


Fig. 7.

Bei dieser festesten Kopplung ergab sich eine Phasenverschiebung von etwa 14°. Durch Lockerung der Kopplung konnten alle Phasenwinkel bis zu 90° bequem erreicht werden. In Fig. 7 sind die Ergebnisse einer solchen Versuchsreihe zusammengestellt.

Bei der angewandten Schaltung tritt bekanntlich sehr leicht das Umspringen der einen Kopplungsschwingung in die andere ein. Bei meinen Versuchen wurde stets diejenige mit der höheren Frequenz eingestellt; für diese gelten die in den Figuren eingezeichneten Punkte.

2. Verstimmen der Schwingungskreise allein.

Zunächst sind wieder die beiden Kreise 1 und 2 in extrem loser Kopplung aufeinander abgestimmt. Hierauf wurde zuerst die Kopp-

lung auf 0,34 % eingestellt und nun der Drehkondensator C_2, der in Abstimmstellung auf Skalenteil 149,3 (3615 cm Kapazität) stand, auf Skalenteil 130 (3360 cm Kapazität) gebracht, was einer Verstimmung von etwa 3,5 % entspricht. Der Phasenwinkel ergab sich zu 24° 50′. Nun wird schrittweise die Kapazität C_2 vergrößert, dabei nähert sich, wie

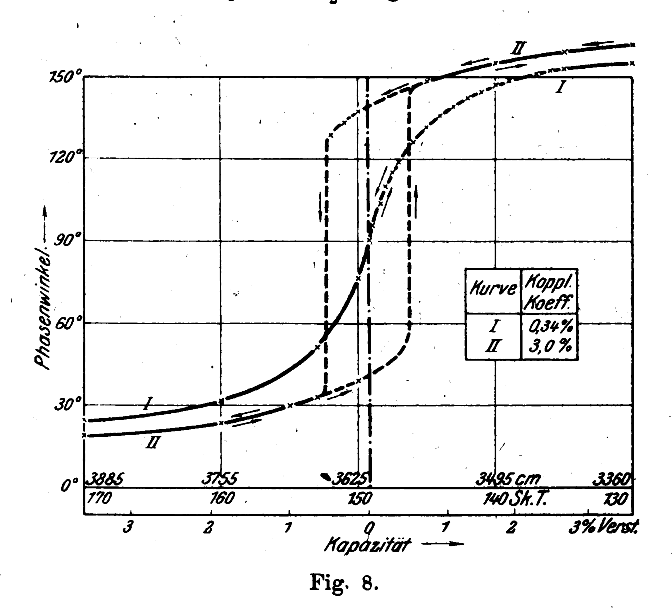


Fig. 8.

aus Fig. 8 Kurve I zu entnehmen, die Phasenverschiebung stetig dem Werte 90°, welcher der Abstimmung entspricht. Bei Verstimmen nach den größeren Kapazitätswerten hin nehmen die Phasenwinkel ab, bis bei dem Skalenteil 170° (etwa 3890 cm Kapazität, 3,5 % Verstimmung) der Winkel 23° 40′ erreicht ist. Eine stärkere Verstimmung würde nach dem Verlauf der Kurve keinen weiteren merklichen Einfluß auf die Phasenverschiebung ausmachen. Beim Verstellen des Drehkondensators im Gegensinne, also von größeren zu kleineren Kapazitätswerten, ergeben sich genau die gleichen Resultate: die benutzte Kopplung war absichtlich so gewählt worden, da bei dieser Kopplung gerade kein Umspringen der Kopplungsschwingungen mehr eintritt.

Im nächsten Versuch wurde ein Kopplungskoeffizient von 3,0 % gewählt, eine Kopplung, bei der das Springen der Frequenz eintritt. Hier wird bei einer allmählichen Vergrößerung der Kapazität C_2 wenigstens innerhalb eines gewissen Bereiches nicht dieselbe Kurve

der Phasenwinkel durchlaufen wie bei einer allmählichen Verkleinerung. Der Verlauf der Kurve ist aus Fig. 8 Kurve II durch die eingezeichneten Pfeile zu ersehen. Nur für Verstimmungen, die größer sind als etwa 0,6 %, stellt sich bei der gewählten Kopplung immer derselbe Phasenwinkel für dieselben Kapazitätswerte ein. Für Verstimmungen kleiner als 0,6 % ist der Zustand mehr oder weniger labil, die Schwingung springt leicht um, es tritt entweder der Winkel φ oder sein Supplement $180 - \varphi$ auf. Dieser ganze „labile" Bereich scheidet demnach für die praktischen Zwecke aus; man muß die Kopplung soweit lockern, daß ein Umspringen der Welle nicht mehr eintritt.

3. Einschalten von Widerstand allein.

Hier sind beide Kreise aufeinander abgestimmt. Dann wird eine ganz bestimmte Kopplung eingestellt und nunmehr im Kreis 2 sukzessive Ohmscher Widerstand zugeschaltet. Nach der Formel für tg φ muß das Hinzuschalten von Widerstand eine Vergrößerung des Phasen-

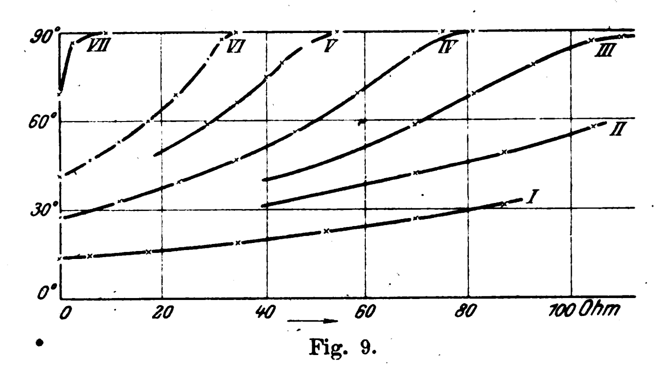


Fig. 9.

winkels zur Folge haben. Dies ergibt auch der Versuch. Man ersieht jedoch aus den Ergebnissen, die in Fig. 9[1]) eingetragen sind, daß bei festen Kopplungen selbst das Einschalten größerer Widerstände wenig Einfluß auf die Phasenverschiebung hat. Dagegen verursacht bei loseren Kopplungen das Zuschalten von Widerstand eine merkliche

1) Es bezieht sich Kurve I auf eine Koppelung von 15 %
„ „ „ „ II „ „ „ „ 9,0 %
„ „ „ „ III „ „ „ „ 6,7 %
„ „ „ „ IV „ „ „ „ 5,5 %
„ „ „ „ V „ „ „ „ 4,9 %
„ „ „ „ VI „ „ „ „ 3,0 %
„ „ „ „ VII „ „ „ „ 1,4 %

Zunahme des Phasenwinkels. Bei einer Kopplung von 5,5 % läßt sich z. B. bereits durch Hinzuschalten von etwa 80 Ohm Widerstand der ursprüngliche Phasenwinkel von 27 auf 90° bringen.

4. Zuschalten von Widerstand und Verstimmen.

Kombiniert man die oben beschriebene Methode mit der Methode 2, d. h. verstimmt man die beiden Kreise gegeneinander und schaltet gleichzeitig noch Ohmschen Widerstand in einen derselben ein, so läßt sich der Bereich, in dem ein Springen der Frequenz stattfindet, für ein und dieselbe Kopplung zum mindesten verringern. In Fig. 10

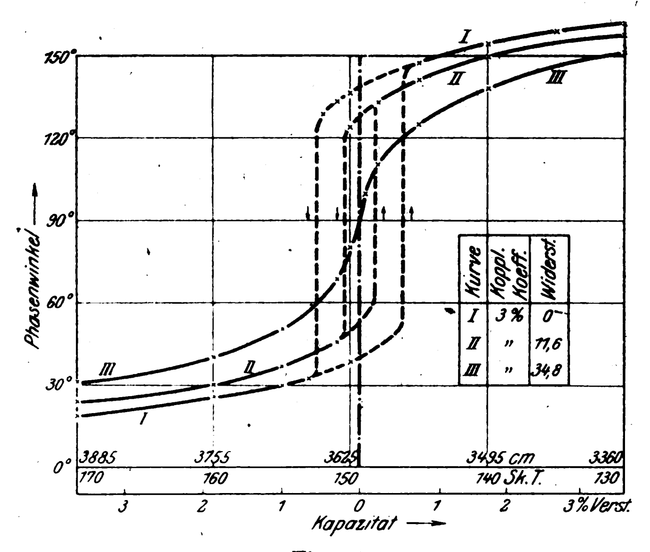


Fig. 10.

ist zunächst die Kurve für die Kopplung von 3,0 % als Kurve I aus Fig. 8 übernommen. Nunmehr wurde unter denselben Bedingungen, denen diese Kurve entsprach, die Kurve II aufgenommen, jedoch 11,6 Ohm Widerstand dem Kreis 2 zugeschaltet. Die Wirkung ist die, daß der Bereich, in dem das Springen der Kopplungsschwingungen stattfindet, wesentlich verkleinert wurde. Bei Zuschalten von 34,8 Ohm Widerstand (Kurve III) geht der Phasenwinkel ohne jeden Sprung stetig durch 90° hindurch. Auf diese Weise läßt sich also durch Zuschalten von etwa 35 Ohm Widerstand eine beliebige Phasenverschiebung von 30 bis 90° erreichen.

Es liegt nahe, für jede Kopplung durch Zuschalten von Ohmschen

Widerstand das Springen der Frequenz zu vermeiden. Es wurden daher für verschiedene Kopplungen die dafür notwendigen Widerstandswerte ermittelt und die Ergebnisse in Fig. 11 eingetragen.

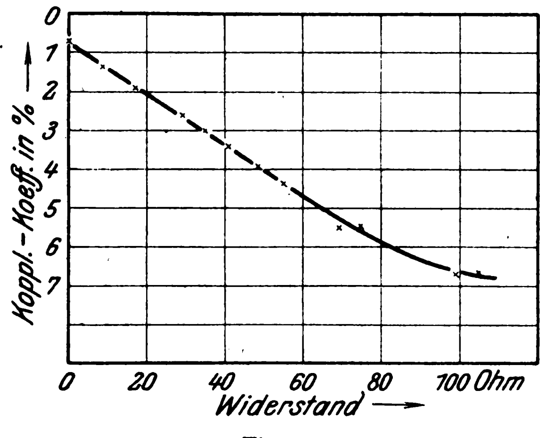


Fig. 11.

III.

Der Nachteil der in II benutzten Schaltung ist das Springen der Frequenz. Bekanntlich[1]) läßt sich dasselbe vermeiden durch Schaltungen wie die in Fig. 12 gezeichnete. Die beiden Spannungen V_1 und V_2

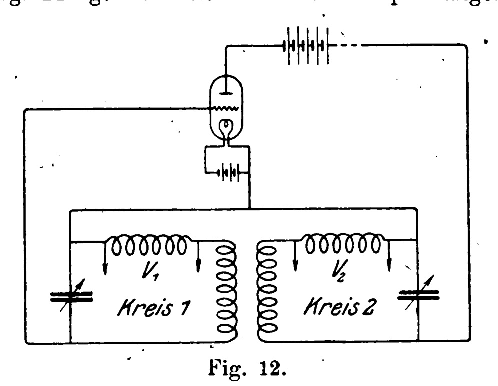


Fig. 12.

können dabei wie vorher an den in der Figur ersichtlichen Selbstinduktionsspulen, die in die beiden Schwingungskreise außer den Kopplungsspulen eingeschaltet sind, abgenommen werden.

1) L. A. Hazeltine, Proc. Inst. Radioengineers 6, 63—98, 1918.

Die Phasenverschiebungen wurden in dieser Schaltung und zunächst abhängig von der Kopplung und der Verstimmung untersucht. Die Ergebnisse sind in Fig. 13 zusammengestellt. Das Resultat war folgendes:

1. Der Einfluß der Kopplung allein ist gering. Auf der Resonanzlinie, also bei Abstimmung beider Kreise, ergibt sich für ganz feste Kopplung (beide Kopplungsspulen dicht nebeneinander, Kopplungskoeffizient 15 $^0/_0$) eine Phasenverschiebung von etwa 31^0.

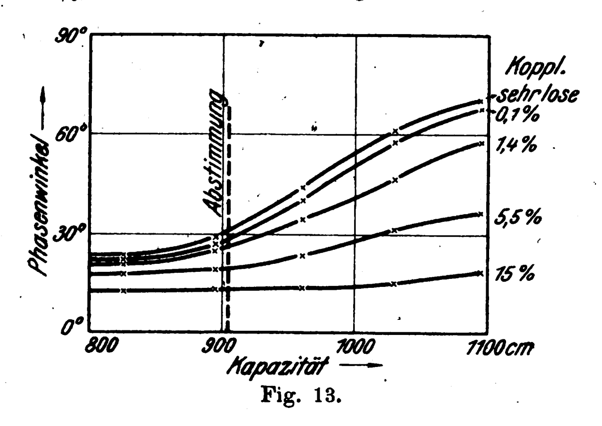


Fig. 13.

2. Durch Verstimmen läßt sich bei fester Kopplung eine Änderung des Phasenwinkels nicht erreichen; erst bei loseren Kopplungen tritt eine merkliche Änderung der Phasenverschiebung ein, die bei sehr loser Kopplung (Kopplungskoeffizient $< 0,5\,^0/_0$) insgesamt etwa 45^0 beträgt. Auffallend ist bei diesen Versuchen, daß eine Verstimmung durch Verkleinern der Kapazität C_2 nahezu ohne Einfluß auf die Phasenverschiebung ist.

4. Das Hinzuschalten von Widerstand hat ebenfalls wenig Einfluß auf den Phasenwinkel. Bei Abstimmung änderte sich mit einer Kopplung von 1,4 $^0/_0$ der Phasenwinkel von 23 auf 30^0, wenn man 87 Ohm Widerstand zuschaltete.

Man wird an diesen Resultaten zu dem Schluß kommen müssen, daß diese Schaltung, die sonst große Vorteile bietet, nur für ein verhältnismäßig beschränktes Gebiet von Phasenverschiebungen in Betracht kommen kann.

IV.

Gekoppelte Systeme, die Ströme mit 90^0 Phasenverschiebung liefern, könnten in bekannter Weise dazu benützt werden, um mit Hilfe

eines Drehfeldes Spannungen beliebiger Phasendifferenz herzustellen. Man braucht nur zwei Spulen, von denen jede sich in einem der beiden Systeme befindet, so anzuordnen, daß die Richtungen ihrer magnetischen Felder senkrecht zueinander sind. Bringt man dann in das entstehende Drehfeld zwei Spulen, so ist die Phase zwischen den Spannungen, die in diesen Spulen induziert werden, gleich dem Winkel, den die Achsen der Spulen miteinander bilden. Bei Elektronenrelaisanordnungen kommt diese indirekte Methode kaum in Betracht, da sich bei ihnen, wie im Vorhergehenden gezeigt, Spannungen beliebiger Phase durch einfache direkte Methoden darstellen lassen.

Zusammenfassung.

Es werden zwei Klassen von Methoden zur Herstellung phasenverschobener Hochfrequenzspannungen durch Elektronenrelaiskreise angegeben.

1. In einem Hochfrequenzkreis liegt ein Ohmscher Widerstand, und eine Selbstinduktion in Serie. Es lassen sich dann drei Punkte in diesem Schwingungskreis so wählen, daß die Spannung zwischen dem ersten und zweiten Punkt eine bestimmte Phasenverschiebung gegenüber der Spannung zwischen dem zweiten und dritten Punkt hat. Jede beliebige Phasenverschiebung von 0 bis 90° ist erreichbar.

2. Die beiden phasenverschobenen Spannungen werden an zwei Selbstinduktionen abgenommen, die in je einem von zwei gekoppelten Schwingungskreisen liegen. Durch Änderung der Kopplung, oder durch Zuschalten von Ohmschen Widerstand oder durch Verstimmen oder durch Anwendung mehrerer dieser Maßnahmen gleichzeitig lassen sich hier die Phasenverschiebungen in fast beliebigen Grenzen ändern.

Für die Anregung zu dieser Arbeit bin ich Herrn Professor Dr. J. Zenneck zu Dank verpflichtet.

München, Physikalisches Institut der Technischen Hochschule.

Neuere Ergebnisse der Zugtelephonie.[1])

Von **Bruno Rosenbaum.**

(Mitteilung aus dem Laboratorium der Firma Dr. Erich F. Huth, Gesellschaft für Funkentelegraphie m. b. H., Berlin.)

Die Zugtelephonie ist ein Problem, welches keineswegs neu ist. Schon seit geraumer Zeit tauchen dann und wann Nachrichten, meistens in der Tagespresse, auf, daß die Frage der Zugtelephonie gelöst sei, und besonders aus Amerika kommen Meldungen, daß solche Einrichtungen in die Praxis eingeführt seien. In Wirklichkeit handelt es sich aber meistens nur um Versuche, weil es sich zeigte, daß die Versuchseinrichtungen für die Praxis nicht brauchbar waren.

Unter Zugtelephonie ist in nachfolgendem die Einrichtung verstanden, mit welcher es möglich ist, mit dem in Bewegung befindlichen Zuge in Verbindung zu treten und zwar nicht nur durch Übertragung von Signalen, sondern durch Einrichtung eines gewöhnlichen Sprechverkehrs. Die endgültige Lösung muß also dahin gehen, daß ein Fahrgast in der Lage ist, während der Fahrt, und zwar möglichst während der ganzen zu durchlaufenden Strecke, mit einem Fernsprechteilnehmer eines Ortsnetzes ein Telephongespräch zu führen. Selbstverständlich muß die Einrichtung dann auch umgekehrt zum Anrufen eines Zugteilnehmers von einer ortsfesten Sprechstelle aus verwandt werden können. Ein weiteres nicht unwichtiges Gebiet ist die Benutzung eines solchen Zugtelephons für Dienstzwecke, also für die Erledigung der dienstlichen Gespräche zur Sicherung des Zuges oder anderen Dienstabfertigungen, die der Eisenbahndienst mit sich bringt.

Die früheren Methoden, mit welchen die Zugtelephonie durchgeführt werden sollte, lehnten sich im wesentlichen an die gewöhnlichen Einrichtungen für Telegraphie oder Telephonie an. So wurde vorgeschlagen, daß auf einer Kontaktschiene — die ähnlich wie die Eisenbahnschiene auf der Strecke verlief — durch eine Kontaktschleifeinrichtung eine Verbindung hergestellt wird. Eine andere Methode ging darauf hinaus, durch Induktionsströme die Einrichtungen auf dem Zuge zu beeinflussen. Alle diese Einrichtungen haben sich aus Gründen der Kosten oder der Betriebsunsicherheit nicht einführen können. Es lag bei dem Problem der Zugtelephonie nahe, dieselben Methoden zu verwenden, wie bei der gewöhnlichen drahtlosen Telephonie, nämlich dadurch, daß man Antennen an den ortsfesten Eisenbahnfernsprechämtern und dem bewegten Zuge aufbringt und nun-

1) Siehe auch das Referat Jahrbuch **20**. S. 262, 1922.

mehr die Arbeitsmethode als Raumtelephonie hierauf überträgt. Dem steht jedoch als unüberwindliche Schwierigkeit die Tatsache gegenüber, daß man Antennen von nennenswerter Höhe auf dem Zuge nicht aufbringen konnte. Solche Antennen würden auch recht erhebliche Höhe haben müssen, weil es sich bei der Zugtelephonie darum handelt, Entfernungen von hunderten von Kilometern zu überbrücken. Der Raum, welcher für die Auffangdrähte auf dem Zuge zur Verfügung steht, ist jedoch ganz gering, da die vorhandenen Überführungen, Brücken und Tunnels das Profil der Eisenbahn begrenzen und die Eisenbahnwagen selbst schon fast das ganze Profil ausfüllen. Es ist also leicht ersichtlich, daß sich mit den Antennen, wie sie für die gewöhnliche

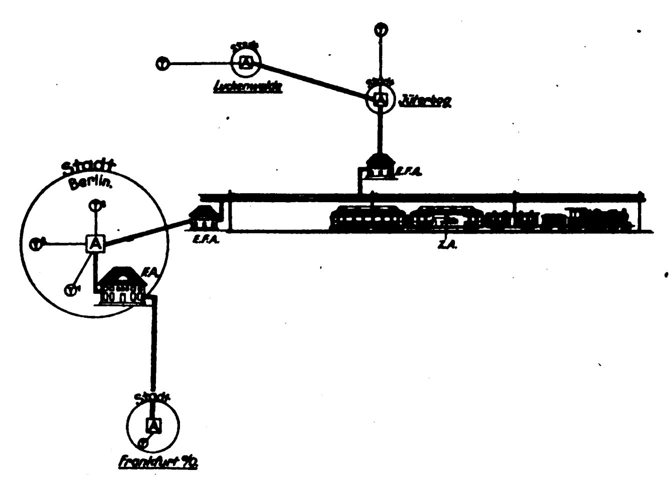


Fig. 1.

Raumtelephonie nötig sind und sich andererseits auf dem Zuge nicht aufbringen lassen, höchstens Entfernungen von einigen hundert Metern überbrücken lassen, die also keineswegs hinreichen würden.

Die nachfolgend beschriebene Methode weicht von den bisherigen ab. Sie verwendet zwar auch Leitungen, benutzt jedoch die aus der drahtlosen Telegraphie bekannten Hochfrequenzströme und zwar in ähnlicher Weise wie die für andere Zwecke vielfach ausgenützten Drahtwellen.

Allgemeine Übersicht.

Die Einrichtung selbst soll in ihren Hauptzügen in folgenden Bildern dargestellt werden. Die Arbeiten wurden von Herrn Obering. Nauwerk und Herrn Dr. Walter ausgeführt. Das Reichseisenbahn-

und Reichspost-Ministerium unterstützten die Arbeiten in großem Maße. — Von Berlin aus, längs der Eisenbahnstrecke nach Hamburg, laufen die gewöhnlichen Telephondrähte. In der beifolgenden Fig. 1 sind ein Eisenbahnzug und die parallellaufenden Drähte schematisch dargestellt. Am Anfang der Strecke bei Berlin befindet sich die ortsfeste Einrichtung eines Eisenbahnfernsprechamtes, auf dem Zuge selbst die Einrichtungen eines Zugamtes. Ein Teilnehmer des Fernsprechnetzes Berlin, T 1, 2 oder 3, ruft durch die gewöhnliche Telephoneinrichtung das Eisenbahnfernsprechamt an, dieses setzt sich in Verbindung mit dem Zugamt und schaltet nach Herbeiführung der Verbindung den Teilnehmer durch, so daß eine direkte Verbindung mit dem Teilnehmer des Zuges stattfindet. Wenn ein Teilnehmer eines

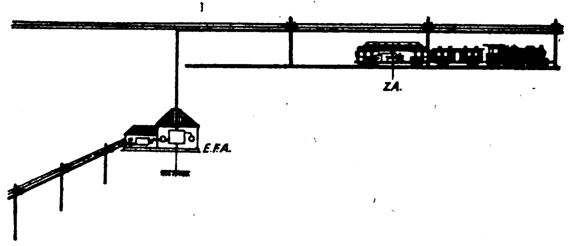


Fig. 2.

anderen Ortes, z. B. Frankfurt a. O., mit einem Teilnehmer des Zuges auf der Strecke Berlin-Hamburg sprechen will, so muß er sinngemäß vermittels des Fernsprechamtes Frankfurt a. O. erst Berlin anrufen, woraufhin sich der Vorgang wiederholt. Wenn es sich um längere Strecken handelt, ist es zweckmäßig, auf der Strecke selbst wiederum Fernsprechämter einzurichten, z. B. Wittenberge (ungefähr die Hälfte der Strecke Berlin-Hamburg), so daß ein Teilnehmer aus Hannover durch Vermittlung des Eisenbahnfernsprechamtes Wittenberge den Zug anruft und durch Vermittlung das Gespräch über diese Station gerichtet wird. Grundsätzlich ist es also möglich, daß ein Teilnehmer irgendeines Telephonnetzes in Deutschland mit einem solchen Zuge spricht, sofern nur die gewöhnliche Postverbindung zu dem in Betracht kommenden Eisenbahnfernsprechamt hergestellt worden ist. Zur technischen Durchführung sind demnach 4 Hauptteile zu unterscheiden, die in Fig. 2 noch einmal schematisch dargestellt sind. 1. Die längs der Eisenbahn laufenden Leitungen L, 2. das ortsfeste Eisenbahnfernsprechamt, EFA, 3. die Übertragungseinrichtungen, welche die Sprechströme von der gewöhnlichen Postfernsprechleitung übertragen und

umgekehrt, 4. das Zugamt *ZA*, welches als Gegenstück zu dem Eisenbahnfernsprechamt zu betrachten ist und gleichfalls Sende- und Empfangseinrichtungen besitzt. Die ganze Einrichtung stellt, wie erwähnt, eine Kombination zwischen Drahtwellenübertragung und drahtloser Raumtelegraphie dar. Für drahtlose Raumtelegraphie wären Energiemengen der Sendestation von 100 bis 1000 oder 2000 Watt erforderlich, um eine Telephonieübertragung auf einige hundert Kilometer durchzuführen. Für die Drahtwellentelephonie, also bei der Übertragung zwischen zwei an Drahtleitungen fest angeschlossenen Sende- und Empfangsstationen, sind für beide Energien Mengen von 1, 2, vielleicht bis 5 Watt erforderlich. Hier bei der Zugtelephonie kommen Energiemengen von 5, 20 bis 50 Watt in Frage, was ja ohne weiteres daraus erklärlich ist, daß außer der reinen Drahtwellenübertragung von dem Eisenbahnfernsprechamt längs der Drähte, noch die Übertragung durch die Luft von den Drähten zu dem fahrenden Zug erforderlich ist.

Ähnlich liegen die Verhältnisse bei der Wahl der Hochfrequenzperiode. Bei der Raumtelephonie würden Wellenlängen von 300 bis 1000 m, vielleicht bis 2000 m höchstens verwendet werden, für die reine Drahtwellentelephonie Wellenlängen von 4000 bis 10000 m, während bei der Zugtelephonie sich als günstigste Wellenlängen die Wellen zwischen 2000 bis 5000 — insbesondere die von 3000 bis 4000 m — ergeben haben.

Leitungen.

In Fig. 3 ist der Streckenplan Berlin-Hamburg dargestellt. In der Mitte ist schematisch das Leitungsgestänge mit den Leitungen abgebildet, darüber die Orte an den wichtigsten Stellen und die Kilometerzahlen, darunter die horizontale Entfernung der Drähte von den Eisenbahnschienen. Von Berlin aus verlaufen die Leitungen zuerst in einem Kabel und münden erst bei Spandau in die Oberleitung, die dann bei Tiefstack vor Hamburg wiederum als Kabel eingeführt sind. Auch auf der Strecke selbst sind einige Verkabelungen vorhanden, deren wichtigste eingezeichnet sind, kurze bei Unterführungen in Nauen und Bergedorf, längere von $1^1/_2$ bis 3 km, bei Neustadt, Wittenberge, Grabow, Ludwigslust und Hagenow. Wie aus den Figuren zu ersehen ist, sind die horizontalen Entfernungen von der Schiene nicht unerheblich verschieden. In der Figur sind die horizontalen Maßstäbe übertrieben, um sie sehr deutlich sichtbar zu machen. Die gewöhnliche Entfernung beträgt ungefähr $4^1/_2$ bis 5 m. An den ver-

kabelten Stellen kann von einer horizontalen Entfernung überhaupt nicht gesprochen werden; an einer Stelle geht die Leitung auf die andere Seite der Bahntrace über, was an und für sich von keiner wesentlichen Bedeutung ist. Das Gestänge und die Leitungen selbst sind jedoch nicht immer gleichmäßig; es wechseln sowohl die Zahl der Leitungen, als auch die Art und Anordnung am Gestänge. An eine der Leitungen sind in Spandau die Apparate des Eisenbahnfernsprechamtes angeschlossen. Diese Leitung kann gewissermaßen als

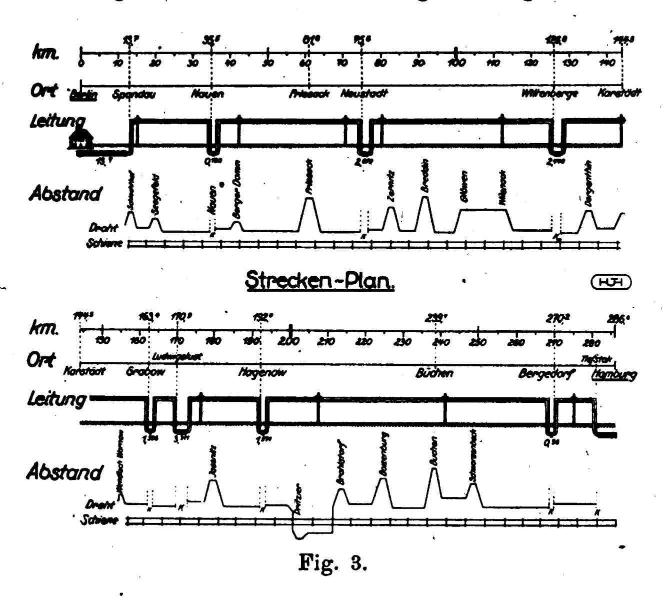


Fig. 3.

stromführende angesehen werden. Die ganze Strecke Berlin-Hamburg, bzw. der Teil, auf dem die Oberleitung beginnt und endet, also Spandau bis Tiefstack, beträgt ca. 275 km.

Betrachten wir nunmehr die Energieverhältnisse. Sofort ist es ersichtlich, daß bei der Zugtelephonie die Verhältnisse anders liegen als bei gewöhnlicher Drahtwellentelephonie. Bei dieser sind am Anfang und am Ende einer Leitung je eine Sende- und Empfangseinrichtung angeschlossen. Die Leitung von Anfang bis zu Ende stellt daher ein einheitliches Ganzes dar, so daß alle Betriebszustände so betrachtet werden können, als wenn es sich um eine gleichmäßige Leitung handele. Anders hier. — Je nachdem, an welcher Stelle sich der Zug befindet, ist ein mehr oder weniger großer Teil der Leitung praktisch in Tätigkeit. Ein Leitungsgebilde, wie das vorliegende, ist

jedoch keineswegs einheitlich. Eine schematische Darstellung ist in Fig. 4 gegeben. Auf der Figur sind vier Abschnitte angenommen, bei denen auf Abschnitt 1 2 und 4 Oberleitungen dargestellt sind, während auf Abschnitt 3 eine Kabelstrecke angenommen ist. Je nachdem, ob die Leitungen sich in größerer oder kleinerer Zahl am Gestänge befinden und aus welchem Material sie bestehen, sind die Dämpfungen der Leitungsstrecke verschieden. So ist die Dämpfung von 2 im Beispiel stärker angenommen als 1, die Dämpfung 4 un-

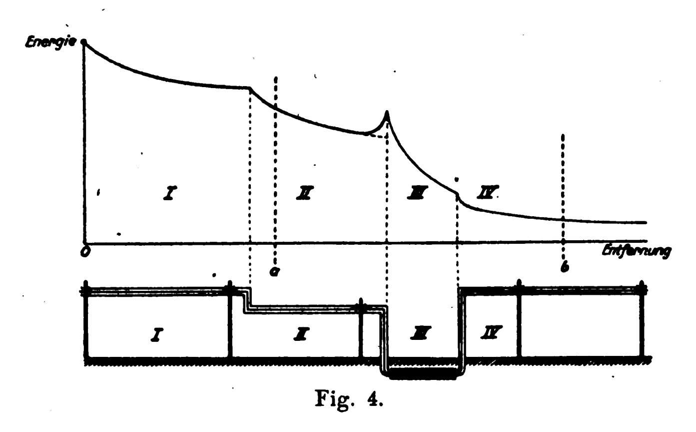


Fig. 4.

gefähr die gleiche wie 1, während die Dämpfung 3 weitaus größer ist als die der Oberleitungsstrecken. Die gewöhnliche Dämpfungsformel $E_1 = E_0 \mu^{-\beta l}$ ist hierbei nur so weit gültig, als es sich um einen bestimmten Leitungsteil handelt, der von Anfang bis zu Ende benutzt werden kann. Praktisch trifft das natürlich nie zu, weil der sich bewegende Zug auf immer gleichmäßiger Strecke sich immer an einem andern Punkte der Leitung befindet. In der Figur sind in dem oberen Teil als Abzweige die Entfernungen vom Anfangspunkte gezeichnet, während als Ordinate die Energie — welche in jedem Punkte der Leitung aus der Energieformel sich errechnet — aufgetragen ist. Die Kurven stellen demnach Exponentialkurven dar. Befindet sich der Zug beispielsweise in der Entfernung a (gestrichelte Linie), so kommt die Dämpfung der Strecke 1 und ein Teil der Dämpfung der Strecke 2 in Frage, so daß die dort vorhandene Energie als Ordinate der gestrichelten Linie a abzulesen ist. Befindet sich der Zug in Entfernung b, so ist hier die Dämpfung der Strecke 1, 2, 3 und ein Teil der Strecke 4 wirksam und als im Punkt b vorhandene Energie ist ein viel größerer Betrag abzulesen. Denkt man sich die

Leitung zerlegt in einzelne Teile, von denen jedes als gleichmäßig gedämpft angenommen wird, so ist die Energie an denjenigen Punkten, wo sich der Zug befindet:

$$E_1 = [(E_0 \cdot \mu^{-\beta_1 l_1})\mu^{-\beta_2 l_2}]\mu^{-\beta_3 l_3 \cdots}.$$

Hierbei bedeutet E die Energie in der Entfernung des Zuges vom Anfangspunkte, E_0 die Anfangsenergie, β der Dämpfungsfaktor für β_1, β_2, β_3, der Dämpfungsfaktor der einzelnen Teilstrecken; l die Entfernung, also l_1, l_2, l_3 die Längen der einzelnen Teilstrecken. Besonders ungünstig sin die Kabelstrecken, und zwar ist auch hierbei ein Unterschied zwischen der gewöhnlichen Nachrichtenübermittlung und der Zugtelephonie zu beachten. Bei der Zugtelephonie ist es nämlich erforderlich, der Hochfrequenzenergie einen Draht zuzuführen und den anderen Pol an die Erde anzuschließen, damit sich zwischen Leitung und Erde ein Raumfeld ausbildet, um die Einrichtung auf dem fahrenden Zug zu beeinflussen. Hierbei werden naturgemäß die Dämpfungen größer, da für die Hin- und Rückleitung je ein Draht eines Leitungsgestänges benutzt wird, die in geringer Entfernung voneinander laufen, also auch nur ein geringes Raumfeld bilden. Besonders stark bemerkbar macht sich dieser Unterschied bei den Kabelstrecken, da auch hier zwischen einem Leiter des Kabels und der Erde die Verluste für die Hochfrequenz entstehen, während bei der gewöhnlichen Drahtwellentelephonie die Verluste nur zwischen zwei Leitern ein und desselben Kabels vorhanden sind. Eine solche Kabelleitung dämpft tatsächlich 20 bis 100 mal soviel wie dieselbe Länge einer Drahtleitung, d. h. 1 km Kabel dämpft ähnlich soviel wie 100 km Drahtleitung. Die Messungen haben ergeben, daß für die gesamte Dämpfung im Mittel (ohne die Kabel) ein Faktor $\beta = 0{,}4 - 0{,}6$ sich errechnet. Die genauen Messungen durchzuführen ist nicht ganz einfach, weil nur eine häufige Wiederholung der Meßresultate ein ungefähres Bild ergeben kann. Es ist ja zu bedenken, daß der fahrende Zug sehr rasch seinen Standpunkt verändert, also nur kurze Momente für den Augenblick der Messung zur Verfügung stehen. Die praktischen Resultate zeigen sich tatsächlich mit diesen Abmessungen gut übereinstimmend. Für eine Entfernung von 10 bis 20 km ist eine Energie von 1 Watt, von 100 km ca. 5 Watt und von 300 km von ca. 20 Watt erforderlich.

Aber weiterhin sind noch eine Reihe sehr störender Einflüsse zu beobachten. Fig. 5 zeigt den Übergang der Verkablung von Berlin nach Spandau, in die Oberleitung von Spandau ab. Im Vordergrund

ist der Ausführungsschaft der Kabel zu sehen, die dann als Oberleitung weitergehen. Bei demselben Bild ist zu sehen, wieviel Drähte an demselben Gestänge untergebracht sind. Die absichtlich stärker gezeichnete Linie, oben, vorne, stellt einen Draht dar, an welchem die Hochfrequenzapparate angeschlossen sind. Dieser Draht unterscheidet sich nicht von den übrigen auf dem Gestänge befindlichen und ist nur der deutlichen Sichtbarkeit halber anders gezeichnet. Es wäre zwar am angenehmsten, um eine ganze Reihe von Störungen zu vermeiden, wenn man einen einzigen Draht immer in der gleichen Entfernung parallel zu der Eisenbahnstrecke führen könnte, der sich in hinreichender Entfernung von anderen Drähten befindet. Das ist jedoch aus vielen Gründen unmöglich, weil ja gerade längs der Eisenbahnstrecke die Hauptgestänge der postalischen und eisenbahnamtlichen Telephon- und Telegraphendrähte, links und rechts, laufen, so daß also nur in seltenen Fällen von einer solchen Sonderleitung Gebrauch gemacht werden könnte und ferner, nicht minder deswegen, weil die Kosten einer solchen Leitung viel zn große sein würden. Ja umgekehrt ist es geradezu Voraussetzung und Bedingung der Einrichtung einer Zugtelephonie, deswegen eine vorhandene Leitung zu verwenden, die gleichzeitig auch ihrem gewöhnlichen Betrieb nicht entzogen wird,

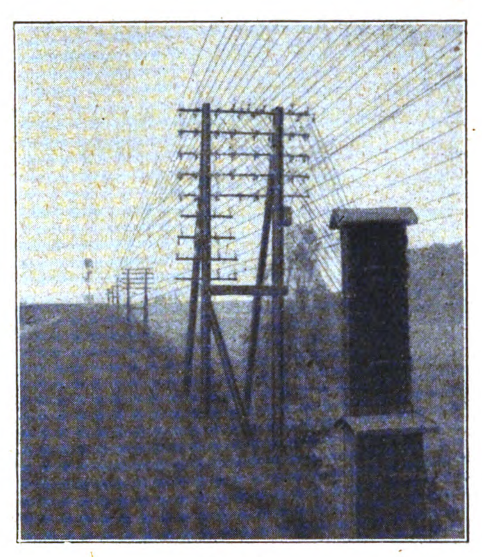


Fig. 5.

ohne daß dadurch Störungen des Drahttelephons- oder Telegraphen-Verkehrs auf dieser oder anderen Leitungen stattfinden.

Fig. 6 stellt schematisch die Leitungsgebilde bei den verschiedenen Abarten der Störungen dar. Auf demselben Bilde ist darunter das gleiche Leitungsgebilde gezeichnet, jedoch mit Einrichtungen zur Vermeidung der Störungen bzw. mit entsprechenden Schutzeinrichtungen. Um die Übersicht deutlich zu machen, sind aber an dem unteren Bild die betr. Schutzeinrichtungen schematisch angedeutet, die in folgendem

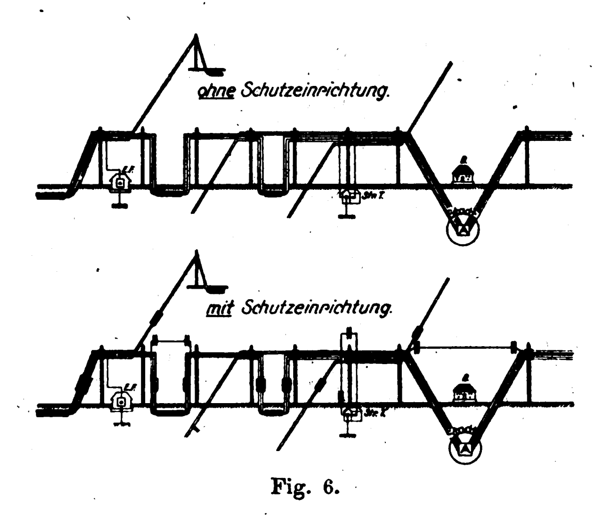


Fig. 6.

besprochen werden sollen. Das ganze Bild stellt zusammengedrängt diejenigen Punkte dar, welche auf der Strecke Berlin-Hamburg beachtet werden müssen:

Gleich zu Beginn ist das Kabel gezeichnet, welches die Leitungen, die von Berlin kommen, aufnimmt, die dann in Spandau in die Oberleitung übergeführt werden. An dieser Stelle befindet sich das Eisenbahnfernsprechamt mit den Hochfrequenz-, Sende- und Empfangsapparaten, die einerseits an der Erde und andererseits an einer Leitung des Gestänges angeschlossen sind. Der Deutlichkeit halber ist die Leitung, an welcher die Hochfrequenzapparate angeschlossen sind, etwas dicker gezeichnet, während sie sich in Wirklichkeit von den übrigen praktisch nicht unterscheidet. Die erste Störung tritt schon dadurch ein, daß die Hochfrequenzschwingungen von dem Eisenbahnfernsprechamt nicht nur in der Richtung nach Hamburg, sondern auch in der Richtung nach Berlin fließen und dann sofort in dem Kabel eine sehr

gute kapazitive Ableitung zur Erde finden. Hier würde ohne besondere Schutzmaßnahme der größte Teil der Energie nutzlos abfließen. Zur Vermeidung dieses Schadens ist eine Drossel eingeschaltet, welche so bemessen ist, daß sie für die Hochfrequenzströme einen hinreichenden Widerstand darstellt, jedoch für einen gewöhnlichen Telephon- oder Telegraphenverkehr keine Behindernng bedeutet.

Weiterhin ist dargestellt, daß ein Teil von den auf dem Gestänge laufenden Leitungen abzweigt und schließlich wiederum in einer Kabelleitung mündet. Auch hier ist eine Schutzdrossel vorgesehen. Ähnlicherweise sind Schutzdrosseln angebracnt dort, wo eine Leitung neu hinzukommt, die später wieder das Gestänge verläßt. In diesem Falle ist es zweckmäßig, sowohl beim Hineingehen wie Herauskommen Schutzdrosseln zu verwenden.

Eine andere Gruppe stellen die Verkabelungen selbst dar, die entweder, wie zu Anfang gezeichnet, sämtliche Leitungen aufnehmen können, oder nur einen Teil. Es ist ohne weiteres verständlich, daß, selbst wenn, wie in der Mitte des Bildes dargestellt, die eigentliche stromführende als Oberleitung weitergeht, jedoch die übrigen Leitungen oder ein großer Teil von ihnen verkabelt sind, Verluste ähnlicher Art entstehen, denn die Nebenleitungen, die ja viele Kilometer weit unmittelbar parallel mit der Hochfrequenz führenden Leitung laufen, nehmen durch Kapazität und Induktivität einen Teil der Energie auf, die sie bei Verkabelung nutzlos zur Erde abführen. In beiden Fällen ist das Anbringen von Schutzdrosseln zweckmäßig.

Die Selbstinduktivität der Schutzdrosseln ist mit 10^7 cm empirisch als hinreichend bestimmt worden. Diese Schutzdrosseln besitzen einen Widerstand in der augenblicklich verwendeten Form von ca. 2 bis 3 Ohm. Die Leitung in Hamburg hat pro Kilometer einen Widerstand von 2—6 Ohm, also einen Widerstand über 600 Ohm insgesamt, so daß die Einschaltung mehrerer Schutzdrosseln praktisch keine schädliche Wirkung ausübt. Ja, umgekehrt wirkt die Einschaltung dieser Schutzdrosseln, wenn auch nicht in sehr erheblichem Masse, wie eine Pupinisierung, so daß sie den Sprechbetrieb eher günstiger gestaltet, als ihn schädigt. Sollte es jedoch erforderlich sein, auch diese geringen Widerstände der Schutzdrosseln zu vermeiden, was natürlich nur bei einer häufigen Anwendung in Frage kommen könnte, so kann man auch den Weg beschreiten, Sperrkreise anzuwenden. Es handelt sich hier um Hochfrequenzströme von unveränderter Periodenzahl, so daß ohne weiteres ein auf diese Periodenzahl abgestimmter Sperrkreis als

Hochfrequenzsperre dient, ohne die gewöhnlichen Sprech- oder Telegraphenströme zu behindern.

Die auf der Strecke liegenden Kabelleitungen stören aber nicht nur infolge der durch sie erfolgenden Energieableitung, sondern noch vielmehr dadurch, daß sich an den Kabelstrecken keine Raumfelder ausbilden können und infolgedessen die Beeinflussung von und nach dem Zuge solange unterbrochen ist, als die Leitungen im Kabel verlegt sind. Um nicht während der Dauer der Kabelstrecke den Sprech-

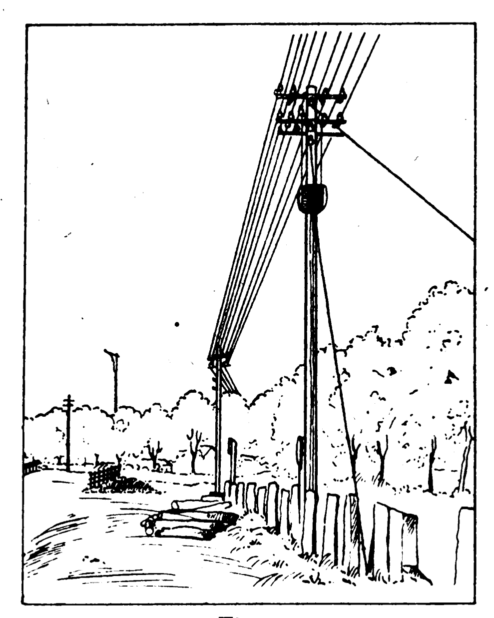


Fig. 7.

verkehr unterbrechen zu müssen, wird zweckmäßig eine Oberleitung zur Überbrückung der Kabelstrecke gezogen, welche jedoch mit Kondensatoren gegen die gewöhnlichen Sprech- und Telegraphierströme blockiert wird, so daß also die Überbrückungsstrecke nur Hochfrequenz führt. Naturgemäß ist hierfür nur ein einziger Draht notwendig, auch wenn das Gestänge sonst mit vielen Leitungen ausgerüstet ist. Derselbe Weg wird zweckmäßigerweise dort beschritten, wo das Gestänge sonst die Eisenbahnstrecke verläßt, z. B. wie in der Abbildung dargestellt, um zu dem Postamt einer Stadt hineingeführt zu werden, das verhältnismäßig weit vom Bahnhof entfernt ist. Auch hier ist

die Überbrückung mittels Hilfsdraht und Absperrung mittels Kondensatoren ein geeignetes Mittel. Dasselbe Verfahren wendet man zur Abschirmung und Überbrückung von Sprechstellen an, welche auf der Strecke selbst angeschaltet sind, z. B. in Bahnwärterhäusern.

Die nachfolgenden Abbildungen zeigen die Gestänge und praktisch ausgeführten Drosselanlagen auf der Strecke Berlin-Hamburg. Fig. 7 zeigt einen Drosselkasten, der auf einer Abzweigstelle angebracht ist. Der Drosselkasten befindet sich ein Mast, dicht unterhalb der Gestängeträger.

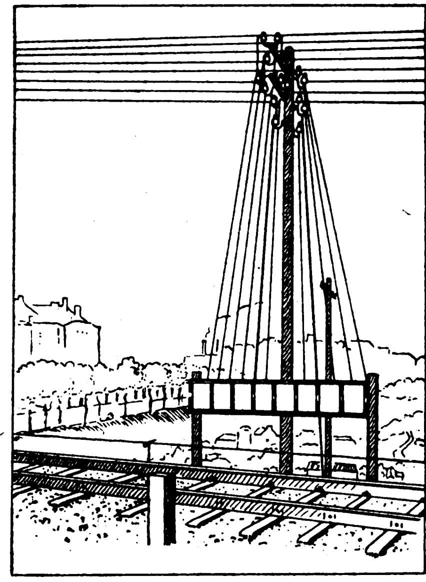


Fig. 8.

Fig. 8 zeigt eine Batterie von Drosselkästen bei Hamburg-Schwarzenbeck. Hier gehen 8 Leitungen in eine Kabelstrecke über, die sämtlich abgedrosselt sind. Die Drosselkästen sind in diesem Falle an einem besonderen Trägergestell untergebracht. Die Abdrosselung liegt hier unmittelbar an der Stelle, wo sich das Hochfrequenz-Eisenbahn-Fernsprechamt befindet. Das links im Vordergrunde noch teilweise sichtbare Gebäude beherbergt den Apparateraum.

Fig. 9 zeigt das Gestänge dicht bei Bahnhof Wittenberge und einen am Gestänge angebrachten Drosselkasten. Dicht daneben ist die Kabeleinführung, für den Übergang einer Reihe von Leitungen in die Kabelstrecke zu sehen.

Fig. 10 zeigt eine solche Drossel beim Wiederemporsteigen der Leitung hinter dem Bahnhof Wittenberge.

Bisher sind die Verhältnisse betrachtet worden, wie sie bei der Fernübertragung der Hochfrequenzströme längs Leitungen selbst vorliegen. Die Zustände sind hier angenähert ähnliche wie bei der Drahtwellenübertragung, d. h. dort, wo die Leitungen der Drahtwellenanlagen zwischen zwei ortsfesten Stationen am Anfang und am Ende einer Leitung liegen. Bei der Zugtelephonie kommt noch hinzu: die Über-

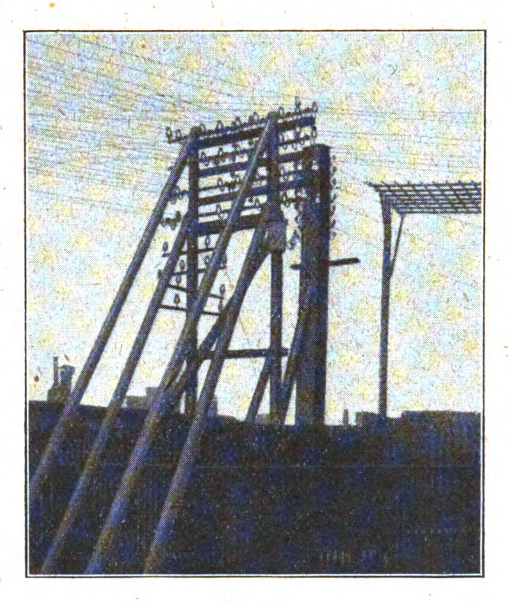


Fig. 9.

tragung der Hochfrequenzenergie durch die Luft von dem stromführenden Draht zu dem fahrenden Eisenbahnzug. Hierbei ist nicht gleichgültig, in welcher Entfernung sich der Zug befindet. Schematisch soll die Fig. 11 hierüber Auskunft geben. Oben ist ein Querschnitt gezeichnet, links ist das Gestänge sichtbar, wobei der eine Draht hervorstehend gezeichnet ist, um anzudeuten, daß dieser Draht den Hochfrequenzstrom direkt führt. Seitlich davon sind eine Reihe von Gleisen gezeichnet, um den Abstand des Zuges von dem Gestänge darzustellen. Es ist ersichtlich, daß je nachdem, auf welchem der Gleise der Zug fährt, ein verschiedener Abstand von dem Gestänge eintritt. Die angegebenen Zahlen sind die im Mittel vorhandenen Ab-

stände zwischen Gestänge und Gleis bzw. zwischen dem Mittel der Gleise untereinander. Mit der Entfernung von dem Gestänge nimmt auch die auf den Zug übertragene Hochfrequenzenergie ab und zwar ungefähr im logarithmischen Verhältnis. Bedeutet L die Hochfrequenzenergie im Draht, an dem Orte, wo sich der Zug zurzeit befindet, so ist die durch den Zug übertragene Energie $Z = L \cdot e^{7} - k\,d$, wobei e wiederum der natürliche Logarithmus und d den Abstand zur Mitte

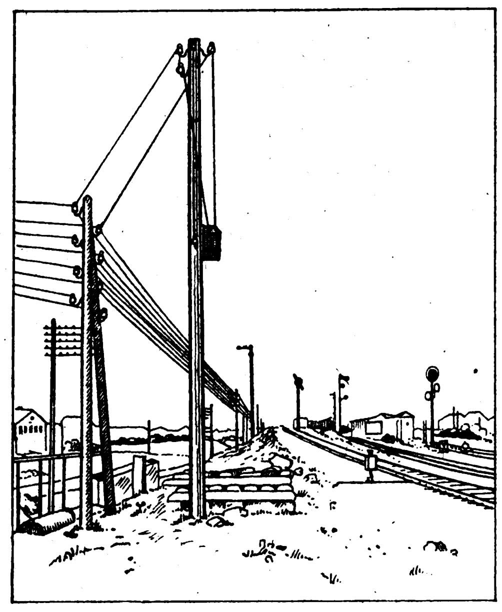


Fig. 10.

Eisenbahnzug bedeutet, k eine Konstante. Die angegebene Formel ist jedoch nur ganz angenähert gültig, weil die auf dem Gestänge befindlichen Drähte schirmartig wirken und auch in einem reflektierenden Sinne wirken können. Wichtiger hierbei ist jedoch das Vorhandensein von quer über den Gleisen hinweggehenden Drähten für Signaleinrichtungen, Starkstromeinrichtungen oder ähnliches. Zu beachten ist ferner auch noch dabei, daß Eisenbahnwagen oder Züge, welche zwischen dem Gestänge und den mit Zugtelephonie ausgerüsteten Wagen liegen, wiederum eine Beeinflussung herbeiführen. Diese Eisenbahnwagen bestehen ja zum nicht unerheblichen Teil aus Metall und verhindern

infolgedessen das Raumfeld zwischen Draht und Erde in erheblichem Maße.

Praktisch kommt der verschiedene Abstand von dem Gestängedraht am meisten in Frage bei der Hin- und Rückfahrt der Züge, die ja auf verschiedenen Gleisen erfolgt, dann auf Stationen, bei denen sich die Gleise infolge der dazwischen liegenden Rangiergleise manchmal erheblich vom Gestänge entfernen, und am störendsten dort, wo die Gestänge aus örtlichen Verhältnissen seitlich von den Eisenbahn-

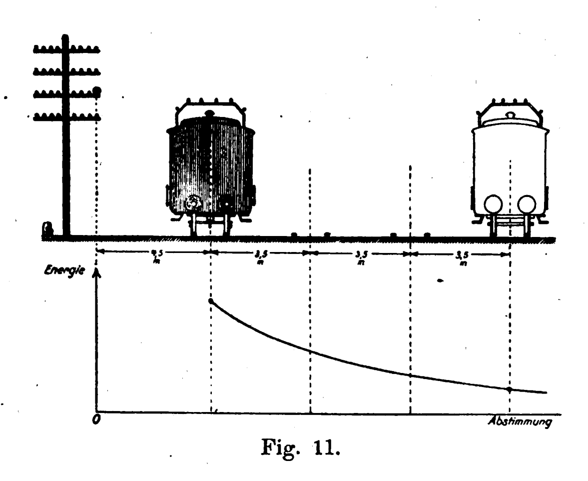


Fig. 11.

gleisen abweichen. Die verschiedenartigen Abstände sind auf Fig. 3 dargestellt, woraus zu ersehen ist, daß es sich tatsächlich um recht erhebliche Abweichungen handelt. Es braucht nicht näher ausgeführt zu werden, daß die auf den Zug übertragene Energie natürlich bei zu großer Abweichung unter die zulässige Grenze sinken kann, bei der noch ein Telephongespräch durchzuführen ist, und daß dann wieder die Möglichkeit besteht, einen besonderen, Hochfrequenz führenden Draht in gleichmäßiger Entfernung vom Eisenbahngleis zu verlegen, oder aber während solcher, meistens nur kurzzeitig, auftretenden Störungen keine Telephongespräche zu führen.

Drahtloser Verkehr über große Entfernungen.[1])

Von **L. W. Austin.**

Übersetzt von H. Eales.

(Schluß von Seite 314.)

Es gibt noch ein anderes Hochfrequenzproblem, das, obwohl es nicht so wesentlich für den praktischen Verkehr wie die bereits erwähnten ist, doch ein beträchtliches theoretisches Interesse bietet und beim Entwurf von Stationen von Wichtigkeit ist. Dies ist die Bestimmung des Gesetzes der Übertragung der elektrischen Wellen zwischen der Sende- und der Empfangsstation.

Beobachtungen, die von der Marine in den Jahren 1909 und 1910 zwischen der Brant Rock-Station und den Kreuzern Birmingham und Salem und im Jahre 1912 zwischen der Station Arlington und dem Kreuzer Salem angestellt worden waren, haben zu der Formel für die Übertragung

$$I_R = 120\,\pi\,\frac{I_s\,h_1\,h_2}{\lambda\,d\,R}\,e^{-\frac{0{,}0015\,d}{\sqrt{\lambda}}} \tag{1}$$

geführt, in der I_R den Strom in der Empfangsantenne, I_s den in der Sendeantenne, h_1 die wirksame Höhe[2]) der Sendeantenne, h_2 diejenige der Empfangsantenne, λ die Wellenlänge, d die Entfernung und R den Widerstand der Empfangsantenne und e die Basis der natürlichen Logarithmen bedeutet. Hier sind die Ströme in Ampere einzusetzen, die Entfernung in Kilometern und der Widerstand in Ohm. In ihrer ersten Form, wie sie nach den Versuchen mit der Brant Rock-Station angegeben wurde, wurde die Formel geschrieben als:

$$I_R = 4{,}25\,\frac{I_s\,h_1\,h_2}{\lambda\cdot d}\,e^{-\frac{0{,}0015\,d}{\sqrt{\lambda}}}, \tag{2}$$

wo h für die volle Antennenhöhe trat und der Empfangswiderstand zu 0,25 Ohm und konstant angenommen wurde. Wenn die Längen in Gleichung (1) in Metern ausgedrückt werden, so wird

1) Sonderabdruck aus dem Journal of the Franklin Institute. April 1922.

2) Die Sendestärke einer Station unter der Voraussetzung, daß eine für die zu überbrückende Entfernung geeignete Wellenlänge verwendet wird, ist proportional dem Produkt aus der wirksamen Höhe der Antennen und dem Antennenstrom, die gewöhnlich in Amp. und Metern ausgedrückt werden. Angenähert kann die wirksame Höhe zu 60 °/₀ der Masthöhe angenommen werden. Die oft gebrauchte Schätzung gemäß der Leistung oder selbst der Leistung in der Antenne hat wenig Sinn, da ein großer und unbestimmter Teil dieser Leistung immer im Erdboden verloren geht.

$$I_R = 120\,\pi\,\frac{I_s\,h_1\,h_2}{\lambda\,d\,R}\,e^{-\frac{0,000047\,d}{\sqrt{\lambda}}} \tag{3}$$

und wenn wir an Stelle des Empfangsstromes die Intensität des von der Sendestation an der Empfangsstation erzeugten elektrischen Feldes darzustellen wünschen, können wir schreiben:

$$E = 120\,\pi\,\frac{I_s \cdot h_1}{\lambda \cdot d}\,e^{-\frac{0,000047\,d}{\sqrt{\lambda}}} \quad \text{Volt pro Meter} \tag{4}$$

in Metern und Ampere ausgedrückt. Dann würde die Gesamt-E.M.K. in der Empfangsantenne $E \cdot h$ sein. Abgesehen von dem Exponentialausdruck sind die Gleichungen (1), (3) und (4) direkt von den Gleichungen des Hertzschen Oszillators abgeleitet, wo h_1, die effektive Höhe, die Länge einer Hälfte des Oszillators darstellt, da die andere Hälfte durch die Erde ersetzt wird. Der Exponentialausdruck ist empirischer Natur und zieht die Absorption der Wellen beim Hinweggehen über die Erdoberfläche, das Entweichen der Energie in die obere Atmosphäre und ihre teilweise Reflexion und Refraktion an den oberen Schichten der Atmosphäre in Betracht. Die Konstante des angegebenen Ausdrucks bezieht sich nur auf Tagesverkehr über Salzwasser; für den Verkehr über Land würde diese Konstante gemäß der Natur des zwischen den Stationen liegenden Landes geändert werden müssen; für den Verkehr bei Nacht dagegen, insbesondere bei kürzeren Wellenlängen kann die Gleichung vielleicht überhaupt nicht angewendet werden. Selbst für Verkehr bei Tage und über Salzwasser ergibt die Formel nur Durchschnittswerte.

Die Veränderungen in der Absorption, Reflexion und Refraktion in der oberen Atmosphäre führen zu großen Unregelmäßigkeiten in der Intensität der Welle an der Empfangsstation. Es ist bekannt, daß für einen unbegrenzten Abstand über 100 km die Atmosphäre dauernd ionisiert ist, so daß sie einen hohen Grad der Leitfähigkeit besitzt. Nahe der Erde ist sie ein guter Isolator, während es in dem Bereich zwischen der dauernd ionisierten und der dauernd isolierenden Schicht verschiedene Grade der Ionisation gibt, die von der Sonnenstrahlung und vielleicht von direkten Entladungen von Elektronen von der Sonne her herrühren. So können wir vielleicht annehmen, daß die Linien des elektrischen Feldes, die die Hochfrequenzwellen darstellen, unten von der leitenden Erdoberfläche und oben von der Fläche der dauernd ionisierten atmosphärischen Schicht geführt werden, während bei Tage wenigstens eine beträchtliche Absorption in dem zwischen

ihnen liegenden Bereiche der Atmosphäre stattfindet. Man kann annehmen, daß bei Nacht die untere Fläche der ionisierten Schicht ziemlich scharf begrenzt ist, wodurch gute Reflexionsbedingungen gegeben sind, und daß auf diese Weise die größere Stärke der Signale während der Nacht zustande kommt, die man allgemein beobachtet hat. Beim Verkehr über Land, wo große Erdabsorption insbesondere bei kurzen Wellen stattfindet, wandert die Energie dieser Wellen vielleicht fast ausschließlich längs der unteren Fläche der oberen leitenden Schicht

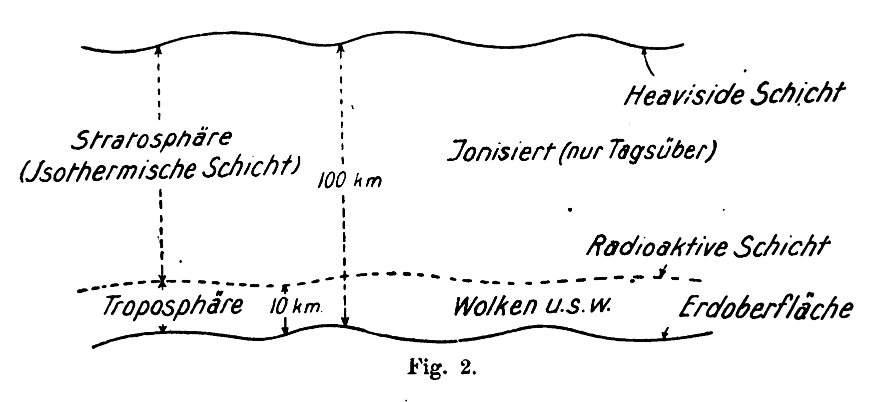


Fig. 2.

und gibt so Anlaß zu dem Auftreten der fürchterlichen Signale, die man häufig bei kurzen Wellenlängen beobachtet hat. Es ist leicht zu verstehen, daß die Wirkung all dieser verschiedenen Bedingungen, der verschiedene Grad der Bestimmtheit der Fläche der dauernd ionisierten Schicht, die verschiedene Neigung gegen jene Fläche und der verschiedene Grad der Ionisation in dem Bereich unter dieser Schicht Veranlassung geben wird zu großen Veränderungen in der Güte der Übertragung. Diese Wirkungen treten bei kürzeren Wellen am deutlichsten hervor und man kann angenähert feststellen, daß für eine gegebene Entfernung die Veränderlichkeit der Signale nahezu in umgekehrtem Verhältnis zur Wellenlänge zunimmt. Für Wellen von 100 oder 200 m ist die Veränderlichkeit bei einigen Kilometern bemerkbar, während selbst bei Wellen von 10000 m und mehr manchmal sehr große Veränderungen beim Verkehr zwischen Amerika und Europa beobachtet wurden.

Seit dem Jahre 1914 sind mehrere tausend Beobachtungen in unseren Laboratorium in Washington angestellt worden über die Stärke der Signale von den europäischen Großstationen, speziell von Nauen, Deutschland (6600 km) und der Durchschnitt der beobachteten Werte

stimmt ziemlich gut mit den berechneten Werten überein, so daß wir gegenwärtig die angenäherte Genauigkeit der Formel bis zu 6000 oder 7000 km als sicher annehmen können.

Tabelle I.

Vergleich der atmosphärischen Störungen in San Francisco und Washington.

Beobachtungen in San Francisco.

Datum und Zeit	Richtung der Störungen
11. Aug. 3 Uhr nachmittags	Ost
12. „ 10 „ vormittags .	Ost
13. „ 2 „ nachmittags	4° südlich von Ost
14. „ 3 „ „	Ost
16. „ 10 „ vormittags .	Ost
16. „ 3h30 nachmittags	4° südlich von Ost
17. „ 5 Uhr „	5° „ „ „
18. „ 4 „ „	9° „ „ „
19. „ 3 „ „	9° „ „ „
20. „ 2 „ „	10° „ „ „
21. „ 3 „ „	8° „ „ „
23. „ 4 „ „	2° „ „ „
24. „ 1 „ „	4° „ „ „
25. „ 3 „ „	8° „ „ „
29. „ 6h30 „	8° „ „ „
30. „ 2 Uhr „	8° „ „ „
31. „ 4 „ „	3° „ „ „

geschätzte Genauigkeit 2°—4°

Beobachtungen in Washington.

Richtung	Zahl der beobachteten Fälle
West	1
West zu Süd	5
West—Süd—West . .	25
Süd—West zu West .	22
Süd—West.	11
Süd—West zu Süd. .	6
Süd	4

geschätzte Genauigkeit 3°—10°.

Aber man muß bedenken, daß die Formel nur durchschnittliche Tageswerte darstellt, und daß die Beobachtungen an einzelnen Tagen mehr als zehnmal größer oder kleiner als der Durchschnitt sein kann, während vorübergehende örtliche Absorptionen an gewissen Orten für die Dauer einiger Stunden die Signale auf 1 % ihres normalen Wertes oder weniger verringern können. Diese Veränderlichkeit, selbst bei

den kürzeren Wellenlängen, zusammen mit den atmosphärischen Störungen stellt die Hauptschwierigkeit dar, die gegenwärtig einen absolut kontinuierlichen transatlantischen Verkehr unmöglich macht. In Ergänzung der regelmäßigen Beobachtungen in Washington hat die Marine auch viele Übertragungsmessungen an anderen Stellen ausgeführt, die sich über begrenzte Zeiträume erstreckten. Einige der Ergebnisse sind in Tabelle II wiedergegeben.

Tabelle II.

Elektrische Feldstärke in Mikrovolt pro Meter.

	beobachtet	berechnet	Entfernung in km	
Pearl Harbor empfangen:				
in San Diego	12,1	33	4050	Juli, August
in San Francisco	55,4	37	3900	September 1920
Empfang in Porto Rico:				
von Annapolis	192	85	2500	
von Sayville	64	62	2560	Februar, März
von Darien	115	126	1800	April 1920
von Nauen	8,5	7,5	7620	
Empfang in Otter Cliffs:				
von Nauen	21,6	23	5700	Juli, August 1919
von San Diego	10	18,5	4450 über Land	
Empfang in Washington:				
von Bordeaux (Lafayette)	46,7	31,1	6160	August, Sept. 1919
von Nauen	10,1	12,9	6650	
von Lyon (Frankreich)	3,8	6	6460	
von Cayey, P. R.	14	83	2590	Juni bis Dez. 1920
Cavite empfangen:				
in San Francisco		0,60	11800	

Die Beispiele in dieser Tabelle sind so ausgewählt, daß sie nicht nur die allgemeine Übereinstimmung zwischen den beobachteten und den berechneten Werten zeigen, sondern auch gewisse Ausnahmen. Zum Beispiel hat man lange angenommen, daß der Empfang in San Diego von Pearl Harbor (Honolulu) schwächer wäre als der in San Francisco, und die Messungen des Empfangsfeldes an diesen beiden Plätzen stützen diese allgemeine Annahme der Betriebsbeamten, denn die in San Francisco beobachteten Werte sind sogar noch etwas besser als die berechneten, während jene in San Diego sehr viel schlechter sind. Andererseits wurde beobachtet, daß das in Porto Rico gemessene Feld der Station Annapolis mehr als zweimal größer ist,

als der berechnete Wert, während die Beobachtungen bezüglich der Station Sayville, die nahezu in derselben Richtung und in derselben Entfernung liegt, fast genaue Übereinstimmung ergibt. Diese unerwartet starke Übertragung von Annapolis nach Süden ist auch bemerkt und beschrieben worden von Beobachtern in Buenos Aires. Aus europäischen Beobachtungen ist nicht anzunehmen, daß Annapolis mit abnorm großer Stärke in jener Richtung sendet und es kann sein, daß Chesapeake Bay, das nach Südwesten zu liegt, als Wellenführung wirkt, so daß die Wellen in südlicher Richtung verstärkt werden.

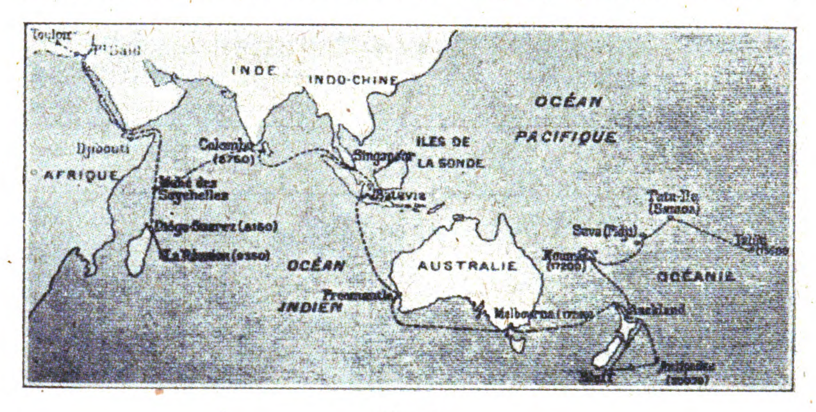


Fig. 3.

Die sehr geringe Stärke des Feldes, die in Washington von Cayey auf Porto Rico her beobachtet worden ist und die nur 17% des berechneten Wertes betrug, zeigt die schädlichen Wirkungen einer ungünstigen Lage einer Sendestation. Cayey liegt im Innern von Porto Rico und ist fast von allen Seiten von Hügelketten umgeben; die höher sind als die Antenne, was zweifellos die Wellen absorbiert und ablenkt.

Im Jahre 1920 machte der französische Kreuzer Aldebaran eine Reise durch das Mittelländische Meer, das Rote Meer und den Indischen Ozean nach der Insel Reunion, die östlich von Madagaskar liegt, und er fuhr dann ostwärts über Singapore nach Australien und Tahiti. Während der ganzen Reise wurden Messungen ausgeführt bezüglich der Stärke der Signale französischer Lichtbogenstationen in Lyon und in Nantes, und zwar wurden Messungen bei Tage erfolgreich ausgeführt bis nach der Insel Reunion und während der Nacht auf dem ganzen Wege bis Tahiti. Außer der großen Anzahl von

Hochfrequenzbeobachtungen über die Veränderlichkeit der Signale und die Unterschiede zwischen Tages- und Nachtempfang bei außerordentlich großen Entfernungen kann man aus den Beobachtungen im Roten Meer und im Indischen Ozean noch andere sehr merkwürdige Schlüsse ziehen. Die beobachteten Intensitäten entsprechen unseren berechneten

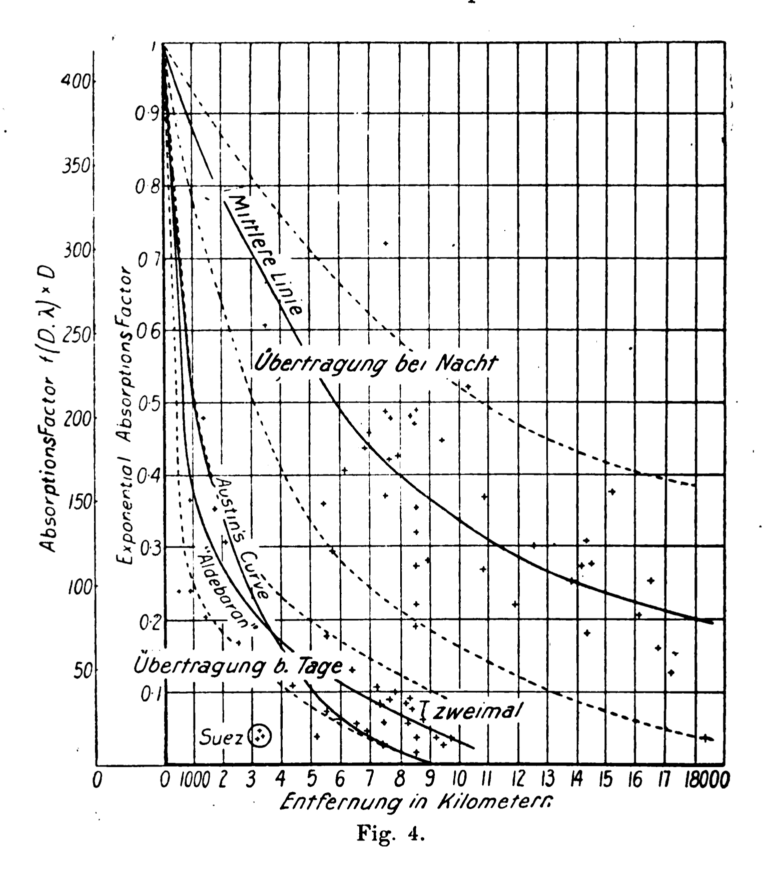


Fig. 4.

Werten ziemlich genau bis zum Suez-Kanal, aber nach Einfahrt des Schiffes in das Rote Meer kann man sehen, daß die beobachteten Tageskurven sehr weit über den berechneten liegen; in der Tat macht die Kurve von Lyon (Wellenlänge 15000 m) eine wirkliche Aufwärtsbiegung, wie dies in Fig. 5 dargestellt ist. Diese hohen beobachteten Werte dauern während der ganzen Fahrt durch das Rote Meer und auch durch den Indischen Ozean an. Diese Abweichungen führten die

französischen Ingenieure zu der Schlußfolgerung, daß man der Übertragungsformel für Entfernungen von wesentlich mehr als 4000 km nicht mehr vertrauen dürfe. Ich glaube jedoch, daß die wahre Erklärung wie folgt ist: Das Rote Meer ist ein langgestreckter Körper von Salzwasser, der zwischen zwei ausgedehnten Wüstengebieten liegt, über welche die Hochfrequenzwellen nur mit großen Energieverlusten

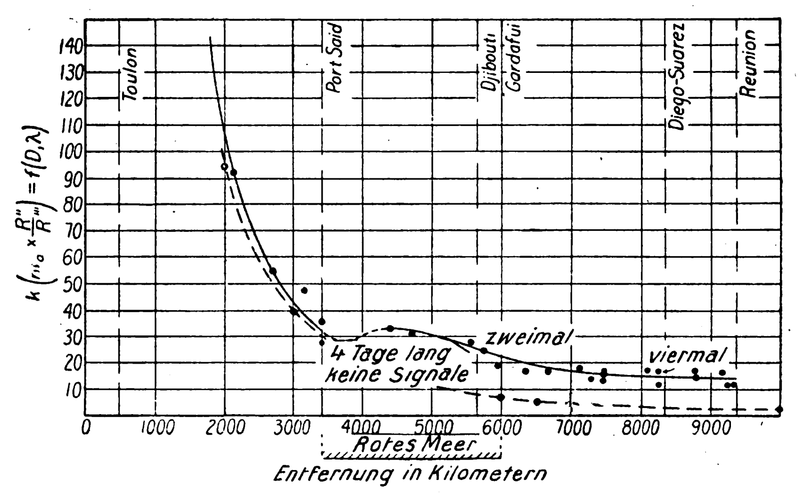


Fig. 5.

sich fortzupflanzen vermögen. Dieser Umstand führt zu einer Konzentration der Intensität in dem besser leitenden Gebiet der See, welches die Wellen vom Mittelländischen Meer hindurch nach dem Indischen Ozean leitet, wo sie sich von neuem ausbreiten, als wenn sie von einer neuen Quelle kämen. Von diesem Gesichtspunkt aus würde es von größtem Interesse sein, Versuche über die scheinbare Richtung nach Lyon an verschiedenen Punkten des Indischen Ozeans durchzuführen. Diese Neigung des Wassers, die Hochfrequenzwellen zu leiten, ist für kurze Wellen wohlbekannt, insbesondere in der Flugzeugwellentelegraphie, wo fast immer eine Verstärkung der Signale beobachtet wird, wenn das Flugzeug sich einem Flußlauf nähert, der sich in Richtung nach der Sendestation zu erstreckt.

Augenblicklich sind eine Anzahl drahtloser Verbindungen über viel größere Entfernungen geplant als diejenigen, die bisher im regelmäßigen Verkehr überbrückt worden sind.

Tabelle III.

Geplante Verbindungen.

	Seemeilen	Kilometer
Von Paris nach Saigon .	5500	10200
nach Buenos Aires . .	5950	11000
Von Holland nach Java .	6100	11300
Von Berlin nach Buenos Aires	6400	11850
Von San Francisco nach Shanghai	5300	9800
Von New York nach Buenos Aires	4500	8350
Von Leafield (England) nach	In Zwischenstufen von annähernd 2000 Meilen	
Kapstadt über Ägypten .	5300	9800
Von Leafield nach Australien	7700	14200
über Ägypten, Indien und Singapore	In Zwischenstufen von annähernd 2000 Meilen	

Die Federal Radio Telegraph Co. in San Francisco plant augenblicklich die Einrichtung von zwei riesigen Lichtbogenstationen in San Francisco und Shanghai, über eine Entfernung von 5300 Seemeilen. Die Masten dieser neuen Stationen sollen 1000 Fuß hoch werden, Lichtbogengeneratoren von 1000 kW sollen in der Antenne Ströme von 600 Amp. und mehr entwickeln und die Wellenlänge soll voraussichtlich zwischen 20000 und 30000 m betragen. Das Problem eines regelmäßigen Verkehrs auf eine so große Entfernung ist sehr schwer, zum mindesten hinsichtlich des Empfanges in Shanghai. Wie bereits erwähnt, ist das Empfangen in San Francisco wesentlich erleichtert infolge der besonderen Richtwirkung der atmosphärischen Störungen, wodurch es ermöglicht wird, sie praktisch beim Empfang aus der Westrichtung durch Verwendung von Empfangsapparaten mit einseitiger Richtwirkung zu eliminieren. Gemäß der Übertragungsformel muß für Entfernungen über 2000 Meilen zur Aufrechterhaltung einer bestimmten Signalempfangsstärke der Antennenstrom nahezu verdoppelt werden, d. h. die Leistung muß für jede zusätzlichen 700 Meilen Entfernung vervierfacht werden. Wenn nun die Formel für diese Entfernung richtig ist, so muß der Antennenstrom für dauernden Verkehr nach Shanghai ungefähr 21 mal so groß sein wie der, welcher für Dauerverkehr von San Francisco nach Honolulu erforderlich ist, da ja die Entfernung um 3200 Meilen größer ist. Außer mit der Abnahme der Durchschnittsstärke der Signale mit der Entfernung muß

noch mit einer großen Zunahme der Veränderlichkeit der Signale gerechnet werden.

Ein weiteres Projekt für drahtlosen Verkehr über außerordentlich große Entfernungen ist von der Radio Corporation of America geplant worden und zwar die Verbindung von New York mit Argentinien über eine Entfernung von 4500 Meilen. Die kürzlich eröffnete Station der Radio Corporation nahe bei Port Jefferson auf Long Island wird den New Yorker Endpunkt für diesen Verkehrsdienst bilden und wird

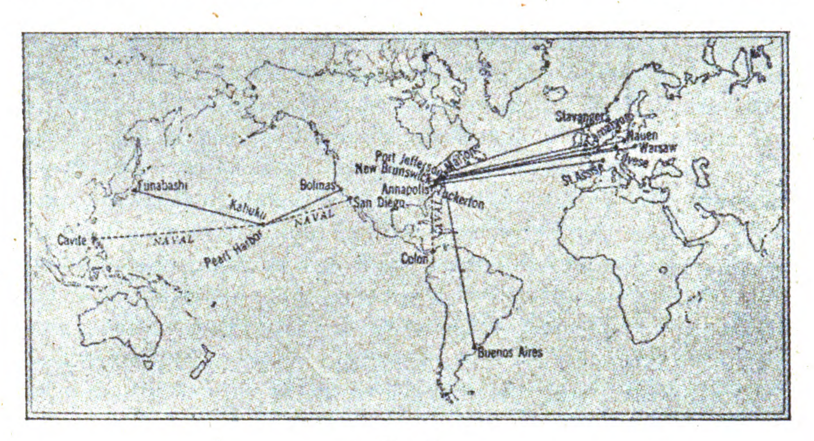


Fig. 6.

zugleich auch mit Stationen in Europa im Verkehr stehen. Wenn diese Station voll in Betrieb genommen sein wird, so wird sie voraussichtlich die leistungsfähigste der Welt sein. Sie wird tatsächlich 12 Stationen in sich vereinigen. Die 12 Antennen erstrecken sich von dem in der Mitte liegenden Zentralstationshaus wie die Speichen eines Rades nach allen Richtungen aus und werden jede von sechs 410 Fuß hohen Türmen getragen, die 150 Fuß lange Ausleger zum Halten der 16 Antennendrähte tragen. Die Entfernung zwischen den Türmen ist 8250 Fuß, so daß jede Antenne etwa 1,5 Meilen lang ist und die gesamte von dem Antennensystem überspannte Fläche nahezu 10 Quadratmeilen beträgt.[1]) Es ist bestimmt worden, daß dort zehn 200 kW-

1) Vor Beendigung des Krieges hatte die Marineverwaltung der Vereinigten Staaten eine enorm große Station entworfen, mit einem Sendeantennensystem, in welchem die Antenne einzeln oder in Parallelschaltung gebraucht werden konnte und die im Süden errichtet werden sollte. Der Eintritt des Friedens verhinderte jedoch die Verwirklichung dieses Planes.



Alexanderson-Hochfrequenzmaschinen zur Lieferung der Antennenströme aufgestellt werden sollen. Außerdem ist der Gebrauch verschiedener Antennen für getrennten Dienst bei günstigen Sendeumständen vorgesehen; im Bedarfsfalle jedoch können sie sämtlich parallel geschaltet werden, so daß eine Leistung von 2000 kW und ein Antennenstrom von 2000—3000 Amp. zur Verfügung steht. Augenblicklich sind zwei von diesen Antenneneinheiten mit ihren beiden Wechselstrommaschinen im Betrieb. Hierzu ist zu bemerken, daß die Masten nicht so hoch sind wie diejenigen der meisten großen Stationen der Welt während die geplanten Antennenströme größer sind. Nach der Theorie von Mr. Alexanderson kann der Antennenstrom mit Hilfe seines, besonderen Vielfach-Erdungssystems, das oben bereits bei der Erörterung des Erdwiderstandes erwähnt worden war, wirtschaftlicher vergrößert werden als die Höhe der Türme. Wie bereits erwähnt, ist theoretisch das von der Station erzeugte Feld proportional dem Produkt aus dem Antennenstrom mal der Höhe. Diese Station stellt offenbar eine riesige Anstrengung dar, um die Schwierigkeiten des drahtlosen Verkehrs durch Leistungssteigerung zu überwinden. Man muß aber abwarten, ob selbst diese abnorm große Leistung einen dauernden Verkehr mit Buenos Aires ergeben wird, denn hier sind die Umstände sogar noch ungünstiger als die für den Verkehr zwischen San Francisco und Shanghai, da ja der Wellenweg zum großen Teil über Land führt und die Richtung der atmosphärischen Störungen an beiden Endpunkten der Strecken für den Störungsausgleich durch einseitig gerichteten Empfang ungünstig ist. Die Empfangsbedingungen in Buenos Aires sind im allgemeinen als nicht sehr zufriedenstellend festgestellt worden und zwar von Abteilungen fremder Ingenieure, die hier Untersuchungen angestellt haben. In neuester Zeit haben Vertreter der Deutschen Telefunkengesellschaft über viel bessere Empfangsbedingungen rings um Rio de Janeiro berichtet und die Zeitungen haben kürzlich angekündigt, daß die Radio Corporation of America an dieser Stelle die Errichtung einer Station erwägt.

In England ist geplant, die verschiedenen Teile des Britischen Reiches in wellentelegraphische Verbindung zu bringen. Zum Unterschied von den Plänen, riesige Entfernungen mit Hilfe ungeheuer großer Stationen für den Nachrichtendienst zu überbrücken, hat das Reichskomitee unter dem Vorsitz von Sir Henry Norman empfohlen, Stationen von nur mäßig großer Leistung zu bauen, die jedoch in Entfernungen voneinander von nicht mehr als 2000 Seemeilen angeordnet sind, wobei die Zwischenstationen als Relais für die entfernteren

wirken. Die erste Station dieser Reichskette, Leafield bei Oxford, wurde im vergangenen Sommer eröffnet und ist bestimmt mit einer Station zusammenzuarbeiten, die augenblicklich in der Nähe von Kairo gebaut wird. Von Kairo aus teilt sich die Reichskette, die eine Linie erstreckt sich nach Südafrika mit einer Zwischenstation in Ostafrika, während die andere Australien über Indien und Singapore erreichen soll. Gemäß den ursprünglichen Plänen sollten die Stationen der Reichskette mit Elektronenröhrengeneratoren ausgerüstet werden, aber scheinbar hat das Britische Reichspostamt nicht die Ansicht, daß die Röhrengeneratoren bereits so weit entwickelt seien, daß dies ratsam sei. Daher ist die Station Leafield mit einem 300 kW-Lichtbogengenerator ausgerüstet worden, der einen Strom von etwa 250 Amp. in der Antenne liefert. Augenblicklich sind die Masten in Leafield nur 300 Fuß hoch, sie waren daselbst von der Marconi-Gesellschaft bereits vor dem Kriege errichtet worden. In Zukunft sollen sie voraussichtlich durch 600 bis 800 Fuß hohe Maste ersetzt werden. In England hat man heftig über die Vor- und Nachteile des Übertragungssystems mit großer Leistung und großen überbrückten Entfernungen im Vergleich zu dem Zwischenrelaisstationsystem mit mäßigen Leistungen gestritten. Es kann wohl kein Zweifel darüber bestehen, daß das System der Zwischenstationen bei weitem die zuverlässigste Verbindung ergeben wird, in der Hauptsache wegen seiner bei den kürzeren Entfernungen geringern Veränderlichkeit der Signalintensitäten. Und wahrscheinlich ist dieses System für die Zwecke der Regierung, wo Zuverlässigkeit von größerer Wichtigkeit als die Menge der übertragenen Nachrichten, überlegen.

Die Pläne Frankreichs bezüglich drahtloser Verbindung über außerordentlich große Entfernungen gründen sich auf die riesige Sendestation, die jetzt in Sainte Assise, zwischen Fontainebleau und Paris, fertig gestellt worden ist. Von dieser Station wird seitens ihrer Erbauer erwartet, daß sie imstande sein wird, mit Saigon, Indochina, 5500 Seemeilen, mit Buenos Aires, 5950 Meilen und naturgemäß auch mit vielen nähergelegenen Orten wird verkehren können. Die Antenne für den Hochleistungsdienst ist eine doppelte Marconi-Antenne, die in zwei Teilen errichtet ist mit voneinander unabhängigen Abwärtsleistungen in der Mitte. Sie wird von sechzehn 250 m hohen Masten in zwei Reihen getragen, die 400 m voneinander entfernt sind. Der Hochfrequenzstrom wird von zwei 500 kW-Latour-Hochfrequenzmaschinen geliefert werden, die entweder getrennt auf je eine der beiden Antennen oder im Bedarfsfalle auch in Parallelschaltung auf die beiden dann

als eine arbeitende Antenne arbeiten können und dann 1000 kW liefern, die voraussichtlich zwischen 1000 und 2000 Amp. Antennenstrom ergeben werden. Neben dieser Hochleistungsstation besteht dort noch eine Mittelleistungsstation für den Verkehr mit Punkten in Europa, diese hat einen einzigen 250 m hohen Mast, der vier Antennen trägt, die entweder unabhängig voneinander oder auch als eine Antenne verwendet werden können. Der Hochfrequenzstrom wird von vier 25 kW Wechselstromgeneratoren geliefert. Außerdem ist noch eine Röhrensenderstation von kleiner Leistung vorhanden mit einem 100 m hohen Mast für den Verkehr mit London und anderen nahe gelegenen Punkten. Die zu Sainte Assise gehörige Empfangsstation befindet sich in Villecresnes, wo sechs je zwei Stockwerk hohe Ziegelgebäude vorhanden sind, deren zweite Stockwerke die Rahmenempfangsantennen enthalten, während die anderen Empfangsapparate im unteren Geschoß aufgestellt sind.

Gegenwärtig besitzt Frankreich in der Lafayette-Station in der Nähe von Bordeaux die mächtigste Station der Welt, obgleich sie bald sowohl von Sainte-Assise als auch von der Radio Central-Station auf Long Island übertroffen werden wird. Lafayette ist eine Lichtbogenstation, die gegen Ende des Krieges von der amerikanischen Marine errichtet worden ist. Sie besitzt eine Marconi-Antenne, die von acht freistehenden Masten von 250 m Höhe der Bauart der amerikanischen Marine getragen wird. Der Hochfrequenzstrom wird von einem 1000 kW-Lichtbogengenerator der Bauart der Vereinigten Staaten geliefert, der einen Höchststrom von 600 Amp. bei etwa 24000 m Wellenlänge liefert. Dies ergibt gegenwärtig ein annähernd doppelt so starkes elektrisches Feld in Amerika wie irgendeine andere europäische Station.

Die zweitmächtigste gegenwärtig in Betrieb befindliche Station ist die Deutsche Hochfrequenzmaschinenstation in Nauen, die der Veteran unter den Großstationen mit Hochfrequenzmaschinen ist, und die seit dem Jahre 1914 in beständigem Betriebe sich befindet. Die Antenne wird getragen von zwei 250 m hohen Masten im Mittelpunkt und von niedrigeren Masten für die Antennenenden. Es sind dort zwei 500 kW-Hochfrequenzgeneratoren im Betrieb und der normale Antennenstrom beträgt 380 Amp. Die zu Nauen gehörige Empfangsstation befindet sich in Geltow bei Potsdam.

Holland hat zwei Stationen im Bau für den Verkehr zwischen dem Mutterland und Java, auf eine Entfernung von 6100 Seemeilen fast ausschließlich über Land. Die Heimatstation, nahe bei Amers-

foort, soll dieselbe Leistung haben wie Nauen. Die Station auf Java in den Gebirgen von Malabar bietet wegen ihrer neuen Antennenkonstruktion Interesse. Die Antenne ist zwischen Kabeln aufgehängt, die quer über eine 3000 Fuß tiefe Talschlucht gespannt sind. Man sollte natürlich nicht erwarten, daß eine von Gebirgszügen umgebene Antenne sehr wirksam sein sollte, aber es wird behauptet, daß neuerdings angestellte Versuche ergeben haben, daß sie vollständig zufriedenstellend wirkt. Sie wurde während des Krieges bei einigen interessanten Versuchen verwendet, die darauf zielten, einen von den Seekabeln unabhängigen Verkehr mit Holland einzurichten. Bei diesen Versuchen wurde gefunden, daß es während eines beträchtlichen Teiles der Nacht möglich war, Nachrichten nach Holland zu senden selbst mit ganz geringen Antennenleistungen, sofern nur Wellenlängen von 5000 oder 6000 m verwendet wurden. Natürlich würden solche kurzen Wellen auf diese Entfernung während des Tages überhaupt nicht gehört werden.

Nun zur Zukunft des drahtlosen Nachrichtenverkehrs auf große Entfernungen; in der Einleitung dieser Abhandlung war bereits festgestellt worden, daß die Entfernungen, die mit der drahtlosen Telegraphie überbrückt werden können, stets von den Empfangsapparaten begrenzt worden waren, und ich sehe keinen Grund ein zu glauben, daß dies nicht auch in Zukunft der Fall sein sollte. Gegenwärtig besteht die Neigung zu versuchen, das Problem der Übertragung durch die Verwendung enormer Leistungen zu lösen, und es ist wahrscheinlich, daß dies zur Überbrückung von 3000 oder selbst 4000 Meilen ausführbar ist. Wenn man aber die Betriebskosten und die Ausgaben für Errichtung und Unterhalt der erforderlichen riesigen Antennenkonstruktionen betrachtet, so besteht offenbar eine Grenze, über die hinaus man aus wirtschaftlichen Gründen nicht gehen kann. Dies ist um so augenscheinlicher, wenn man sich daran erinnert, daß eine Verdoppelung des Antennenstromes, d. h. eine Vervierfachung der Leistung, den Telephonstrom an der Empfangsstation nur zu verdoppeln vermag, oder mit anderen Worten das Verhältnis der Signalstärke zu derjenigen der Störungen, das der tatsächliche Maßstab für die Güte des drahtlosen Verkehrs ist,[1]) auch nur verdoppeln kann, so daß jede

1) Naturgemäß ist es möglich, ein Empfangssignal durch Verstärker auf jeden beliebigen Grad zu erstärken, unglücklicherweise werden aber dann die atmosphärischen Störungen in demselben Verhältnis verstärkt, so daß der einzige Weg zur Verbesserung der Verhältnisse darin besteht, das Verhältnis der Signalstärke zu derjenigen der Störungen zu vergrößern und zwar entweder durch Verstärkung der Signale allein oder durch Verringerung der Störungen.

kleine Verbesserung am Empfänger, die die Wirkung hätte, die Stärke der Empfangssignale im Vergleich zu derjenigen der atmosphärischen Störungen zu verdoppeln, genau denselben Erfolg hat wie eine Vervierfachung der Leistung der Sendestation.

Durch die oben bereits erwähnten Verbesserungen des Empfanges in San Francisco seit dem Jahre 1920 ist das Verhältnis der Signale zu den Störungen um wenigstens den zwanzig- bis dreißigfachen Betrag vergrößert worden, wodurch die gegenwärtig einzige zuverlässige Übertragung über Entfernungen von mehr als 4000 Seemeilen ermöglicht wurde. In diesem Falle besitzt die Sendestation Cavite nur eine mäßig große Leistung, da sie nur 200 Amp. Antennenstrom besitzt, infolge der Verbesserung der Empfangswirkung kommt sie aber einer Station von mehr als 5000 Amp. Antennenstrom gleich, die mit den älteren Empfangsmethoden zusammenarbeitet.

Es wird häufig die Frage aufgeworfen, ob die drahtlose Telegraphie in naher Zukunft die Kabel für Überseeverkehr wird ersetzen können?[1]) Offengestanden, ich kann daran nicht glauben, und wenn es doch eintreten sollte, so würde dies nur dann eintreten, wenn die atmosphärischen Störungen praktisch vollkommen beseitigt sein würden. Aber schon heute gibt es gewisse Klassen des Nachrichtenverkehrs, die auf drahtlosem Wege viel wirtschaftlicher und ganz ebenso zufriedenstellend gesandt werden können, wo Verzögerungen von einigen Stunden nicht hindernd sind. Ein ununterbrochener 24 stündiger Verkehr ist naturgemäß dort schon möglich, wo die Entfernungen gering sind. Hier macht dann der selbsttätige Empfang mit hoher Geschwindigkeit die drahtlose Telegraphie zu einem gewaltigen Wettbewerber für die Draht und Kabellinien.

---

1) In einer Abhandlung über die Verbesserungen des Empfanges von Europa während des Weltkrieges stellte ich fest, daß die Verwendung des einseitig gerichteten Empfanges die Zahl der Stunden, in denen eine Station wie Nauen in Amerika nicht empfangen werden konnte, von etwa 2000 Stunden im Jahr auf angenähert 100 Stunden verringert hatte. Dies hat sich leider nicht bewahrheitet, da die im Jahre 1918 erhaltenen wunderbaren Ergebnisse auf die enthusiastischen patriotischen Anstrengungen von jugendlichem Betriebspersonal zurückzuführen waren, von denen die Mehrzahl nur Liebhabertelegraphisten waren, die ihr Gehör und ihre Aufmerksamkeit bis zum Äußersten anspannten, um aus dem Gewirr von Signalen und Störungen in Otter Cliffs einen Sinn herzuleiten. Von den weniger enthusiastischen Telegraphisten der Friedenszeit kann man dies nicht erwarten.

Referate.

Carl Kinsley. Eine Reihe von internationalen Messungen von Lautstärke und Richtung von elektrischen Wellen. (Phys. Rev. II. **18**, S. 151—152, 1921.) Im August 1919 wurden gleichzeitig auf 2 Stationen in England, 2 in Frankreich und 4 in den Vereinigten Staaten die Lautstärke und Richtung der Signale bestimmt, die mit dem Lichtbogensender in Annapolis gegeben wurden, Ein Vergleich der Beobachtungen zeigte, daß die Änderungen der Lautstärken in verschiedenen Stationen nicht gleichzeitig auftreten. Besonders schlecht war der Empfang zur Zeit der Dämmerung. Abweichungen von der beobachteten Richtung traten besonders nach Mitternacht auf und betrugen bis zu 30°. Die Schwankungen in Lautstärke und Richtung rühren also nicht vom Sender her, sondern erfolgen durch das Medium. Ernst Lübcke.

C. Cady. Neue Methoden zum Konstanthalten der Frequenz in Hochfrequenzkreisen. (Phys. Rev. II. **18**, S. 142—143, 1921). Ein mit metallischen Belegungen versehener piezo-elektrischer Kristall führt mechanische Schwingungen aus, wenn eine Hochfrequenzspannung an die Belegungen von einer Frequenz angelegt wird, die mit der mechanischen Eigenschwingung des Kristalls übereinstimmt. Die dabei zwischen den Belegungen bestehende Kapazität ändert sich stark. Legt man einen derart „schwingungsfähigen" Kondensator parallel zum Abstimmungskondensator eines gewöhnlichen Röhrensenders, so kann man die Konstanz des Schwingungskreises wesentlich verbessern. So änderte z. B. die Verstellung eines Drehkondensators die Frequenz um 3 %. Nachdem eine Quarzplatte von 3,9 cm Länge und etwa 69700 Eigenschwingungen dem Kondensator parallel gelegt war, änderte dieselbe Drehkondensatorverschiebung die Frequenz noch nicht um $^1/_{20000}$. Dabei betrug die Kapazität des Piezo-Kristalls in Ruhe nur 0,67 $\mu\mu$F, im Schwingungszustande jedoch bis zu 10 $\mu\mu$F.

Auch ist es möglich, einen derartigen Quarzkondensator parallel zum Gitterkondensator zu legen, um von Schwankungen der Frequenz durch Veränderungen der Kapazität und Selbstinduktion im Kreise freizukommen. Mit einer Quarzplatte und zwei Paar Belegungen kann man den Anodenstromkreis und den Gitterkreis auf Frequenzkonstanz beeinflussen. Ernst Lübcke.

Angelika Székely, Über die Verwendung der Hochvakuum-Eingitterröhre zur absoluten Messung schwacher Wechselspannungen im Gitterkreis. Wien. Ber. **131**, S. 39, 1922 (Selbstreferat).

Es wird in der Arbeit untersucht, ob eine Hochvakuum-Eingitterröhre (Telefunken RE 16 II C) in den Schaltungen als Richtverstärker bzw. Audion (über diese Bezeichnungen vgl. W. Schottky, Arch. f. Elektrot. **8**, S. 1) zur absoluten Messung schwacher Wechselspannungen, die in den Gitterkreis eingeschaltet werden, dienen kann und wie eine Eichung mit Gleichspannungen durchzuführen ist.

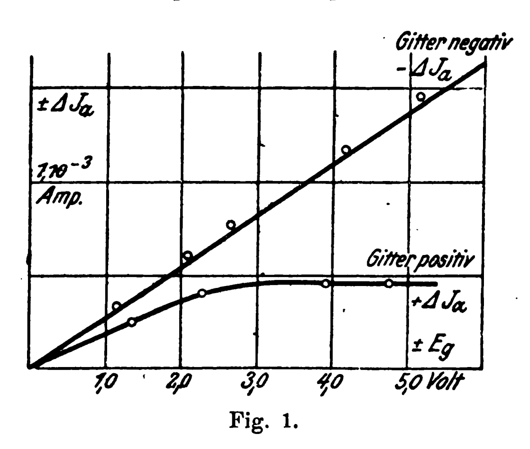


Fig. 1.

Da die Wirkung der Wechselspannungen im Gitterkreis darin besteht, den Mittelwert des Anodenstroms zu schwächen, wird zur Messung ein Galvanometer verwendet, in dem mittels einer Potentiometerschaltung (vgl. G. Vallauri, Jahrb. f. drahtl. Telegr. **12**, S. 349, 1918) der Anodenstrom kompensiert wird, der auftritt, wenn die Wechselspannung Null im Gitterkreis liegt. Zur Kontrolle darüber, ob der Zustand der Röhre während der Messung konstant bleibt, wird empfohlen, den Emmissionsstrom — Strom im Anodenkreis bei Verbindung von Anode und Gitter oder Gitter und Kathode — zu messen (vgl. R. Jaeger, Jahrb. f. drahtl. Telegr. **14**, S. 361, 1918).

Um den Richtverstärker als Meßinstrument für schwache Wechselspannungen mit Hilfe von Gleichspannungen zu eichen, wird am einfachsten in folgender Weise verfahren: Man nimmt die Charakteristik auf, d. h. legt positive und negative Gleichspannungen E_g bekannter Größe zwischen Gitter und Kathode und beobachtet die zu-

gehörigen Anodenstromänderungen ΔJ_a. Man erhält auf diese Weise die Kurven der Fig. 1.

Aus dieser Charakteristik gewinnt man nach dem von der Verfasserin in den Wien. Ber. **130**, S. 1, 1921 (vgl. auch Jahrb. **14**, S. 296, 1919) beschriebenen graphischen oder rechnerischen Verfahren die Eichkurve für Wechselspannungen. Die beiden Äste der Fig. 1 können durch folgende Formeln dargestellt werden:

$$|\Delta J_a| = 2{,}76 \cdot 10^{-4}\, E_g$$

und

$$|\Delta J_a| = 1{,}96 \cdot 10^{-4}\, E_g - 0{,}21 \cdot 10^{-4}\, E_g^{\,2}$$

woraus sich die mittlere Anodenstromänderung für die Wechselspannungsamplitude $\mathfrak{E}_g$ errechnet:

$$\overline{|\Delta J_a|} = \frac{0{,}80 \cdot 10^{-4}}{\pi}\, \mathfrak{E}_g + \frac{0.21 \cdot 10^{-4}}{4}\, \mathfrak{E}_g^{\,2}$$

Einige aus dieser Gleichung errechnete Punkte sind in Fig. 2 als Ringe eingetragen. Die Kreuze sind direkt erhalten, indem mit

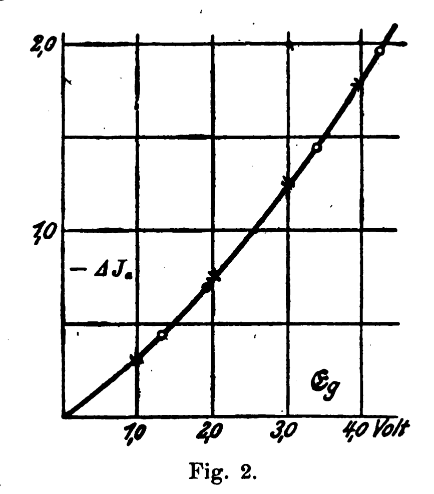


Fig. 2.

Thermoelement gemessene Wechselspannungen zwischen Gitter und Kathode gelegt wurden: Man erhält also mit Hilfe der Gleichspannungen die richtige Eichkurve. Es ist der Kurve zu entnehmen, daß bei einer Wechselspannungsamplitude von 0,001 Volt eine noch leicht meßbare Anodenstromabnahme um $2{,}5 \cdot 10^{-8}$ Ampere auftritt.

Nicht so einfach wie beim Richtverstärker liegen die Verhältnisse

beim Audion, in dessen Gitterkreis — vgl. Fig. 3 — ein großer Widerstand W (10^6 Ohm) mit parallel geschalteter Kapazität C von beiläufig 2 Mikro-Farad hinter der zu messenden sinus-förmigen Wechselspannung liegt.

Das Verfahren, welches beim Richtverstärker zur Eichung führt, nämlich die Änderungen des Anodenstroms beim Einschalten von Wechselspannungen in den Gitterkreis aus den bei Gleichspannungen auftretenden Änderungen abzuleiten, kann hier nicht zum Ziel führen;

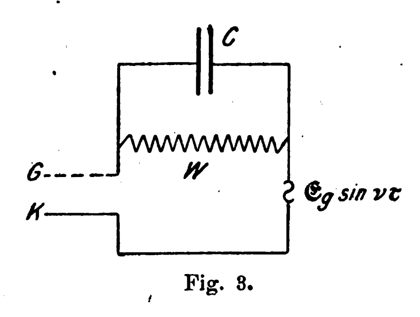


Fig. 3.

denn die Anodenstromschwankungen, welche bei Gleichspannungen im Gitterkreis beobachtet werden, sind von der Kapazität C gänzlich unabhängig, hingegen tritt eine deutliche Wirkung von Wechselspannungen auf den Anodenstrom erst beim Vorhandensein der Kapazität ein, deren Größe jedoch in ziemlich weiten Grenzen gleichgültig ist.

Es ist einleuchtend, daß bei gleichem Spannungsunterschied zwischen Gitter und Kathode derselbe Strom im Anodenkreis auftreten muß. Die Fig. 4 und 5 geben ein Bild darüber, wie diese maßgebenden Spannungsdifferenzen von den in den Gitterkreis eingeführten positiven und negativen Gleichspannungen bzw. Wechselspannungen abhängen. Da der Spannungsunterschied zwischen Gitter und Kathode statisch mit Hilfe eines Elektrometers gemessen wurde, wird der Name „statische Gitterspannung" $E_{g\,st}$ dafür gebraucht. Fig. 4 (für Gleichspannungen) läßt sich durch die Formel

$$E_{g\,st} = E_g + J_g \cdot W$$

darstellen, worin J_g den Gitterstrom, W den im Gitterkreis liegenden Widerstand bedeutet. Die Gültigkeit dieser Beziehung wurde auf folgende Weise kontrolliert: Berechnet man nach der angegebenen Formel für zusammengehörige Werte von E_g und $E_{g\,st}$ den Wert J_g, so erhält man, wenn man die Abhängigkeit des J_g von $E_{g\,st}$ als Kurve

darstellt, die „Gitterstrom-Kennlinie“, die direkt gemessen wird. Fig. 5 zeigt, daß Wechselspannungen im Gitterkreis zwar annähernd so wirken, wie negative Gleichspannungen, daß aber die Vermutung Möllers

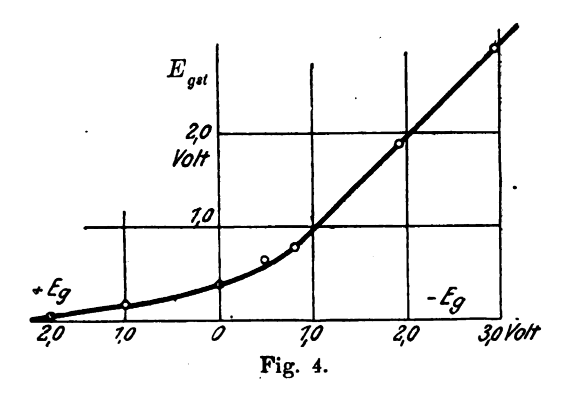


Fig. 4.

(Jahrb. d. drahtl. Telegr. **17**, S. 256, 1921), eine Wechselspannung wirke wie eine negative Gleichspannung vom Betrage der Amplitude nicht richtig ist, sonst müßte die ausgezogene Kurve mit der, der

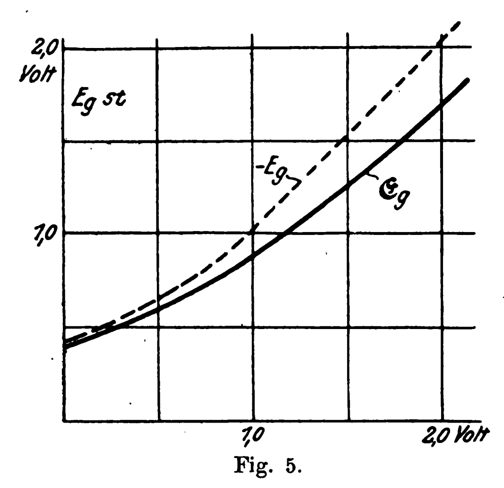


Fig. 5.

Deutlichkeit halber, nochmals eingezeichneten strichlierten Kurve für negative Gleichspannungen genau zusammenfallen.

Hält man sich vor Augen, daß der Stromweg Gitter-Kathode ein Ventil ist, welches nur für die Stromrichtung Gitter-Kathode durch-

lässig ist, so erkennt man, daß die Kapazität im Gitterkreis durch die Wechselspannung während der Halbperiode der Durchlässigkeit aufgeladen wird — der negative Pol dem Gitter zugekehrt — und sich während der Halbperiode der Undurchlässigkeit nur durch den ihr parallel liegenden Widerstand von 10^6 Ohm entladen kann. Zwischen Aufladung und Entladung kommt es zu einem stationären Gleichgewichtszustand: die Spannung an der Kapazität führt nur mehr geringe Schwankungen um einen Mittelwert aus. Dieser Mittelwert $\overline{E_{gc}}$ wird durch folgende Betrachtung gefunden: Nennt man den Momentanwert der Spannung an der Kapazität E_{gc}, den Strom im Kapazitätszweig i_1, im Widerstandszweig i_2, in der Hauptleitung J_g, so ergibt sich:

$$J_g = i_1 + i_2 = \frac{E_{gc}}{W} + C \frac{d\,E_{gc}}{d\,t}$$

und für den Mittelwert von J_g, der mit einem Gleichstrominstrument zur Beobachtung gelangt,

$$\overline{J_g} = \frac{1}{W} \frac{1}{T} \int_0^T E_{gc}\,d\,t + C \frac{1}{T} (E_{gc_{t=0}} - E_{gc_{t=T}})$$

wenn T die Dauer einer Periode bedeutet. Daraus folgt, weil $E_{g c_{t=0}} = C_{g c_{t=T}}$ ist,

$$\overline{E_{gc}} = \overline{J_g} \cdot W \tag{1}$$

Ferner ist der Wert der statischen Gitterspannung $E_{g\,st}$ in jedem Moment gegeben durch die Beziehung

$$E_{g\,st} = E_{gc} + \mathfrak{E}_g \sin \nu t \tag{2}$$

Die diesen Momentanwerten zugehörigen Momentanwerte des Gitterstroms J_g ergibt die Gitterstromkennlinie. Diese läßt sich (vgl. z. B. H. Barkhausen, Jahrb. **14**, S. 27, 1919) darstellen durch die Gleichung

$$J_g = A\,e^{\alpha E_{g\,st}}$$

deren Konstanten A und α mit Hilfe von 2 Punkten der experimentell gefundenen Kurve zu bestimmen sind. Es ist also:

$$J_g = A\,e^{\alpha (E_{gc} + \mathfrak{E}_g \sin \nu t)}$$

wofür ohne großen Fehler, weil E_{gc} nahe gleich $\overline{E_{gc}}$ und $\overline{E_{gc}} = \overline{E_{g\,st}}$ wegen Gleichung (2) ist, auch geschrieben werden kann

$$J_g = A\,e^{\alpha (\overline{E_{g\,st}} + \mathfrak{E}_g \sin \nu t)}$$

woraus

$$\overline{J_g} = A\, e^{a \overline{E_{g\,st}}} \frac{1}{T} \int_0^T e^{a \mathfrak{E}_g \sin \nu t}\, d t$$

folgt. Mit Berücksichtigung von Gleichung (1) ergibt sich daraus die Gleichung

$$\frac{1}{T} \int_0^T e^{a \mathfrak{E}_g \sin \nu t}\, d t = \frac{\overline{E_{g\,st}}}{W A}\, e^{a \overline{E_{g\,st}}} \tag{3}$$

welche jedem Wert von $\mathfrak{E}_g$ einen bestimmten Wert von $\overline{E_{g\,st}}$ zuordnet und umgekehrt. — Die Herleitung der Gleichung (3) läßt erkennen, daß die Größe der Kapazität C sich ziemlich stark ändern

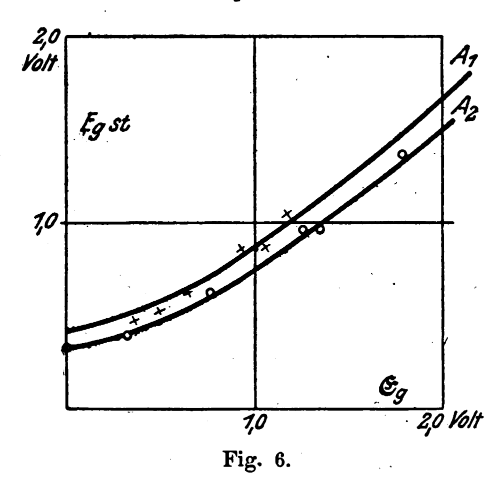


Fig. 6.

kann, ohne die Betrachtung zu beeinflussen. C muß offenbar nur eine solche Größe haben, daß einerseits die Aufladung zum stationären Endwert nicht zu lange dauert, andererseits keine allzu rasche Entladung durch die paralle liegenden 10^6 Ohm stattfindet, weil dann E_{gc} nicht mehr in jedem Moment gleich $\overline{E_{gc}}$ gesetzt werden könnte. — Es wird in der Arbeit ein Verfahren angegeben, wie für einen vorgegeben Mittelwert der statischen Gitterspannung der nach Gleichung (3) zugeordnete Wert der Wechselspannungsamplitude gefunden werden kann; wegen der Einzelheiten dieses Verfahrens sei auf die ausführliche Arbeit verwiesen, in der Tabellen- und Kurvenmaterial zu einer raschen, bequemen Ausrechnung enthalten ist. In Fig. 6

stellen die zwei ausgezogenen Kurven die Beziehung (3) für 2 verschiedene Emmissionsströme dar. Die eingetragenen Ringe und Kreuze sind auf direktem experimentellem Wege (mit Hilfe bekannter $\mathfrak{E}_g$) für 50 10^6 Wechsel pro Sekunde gefunden. Die Übereinstimmung ist befriedigend.

Da die eigentliche Messung aber darin bestehen soll, aus einer beobachteten Anodenstromänderung auf die Wechselspannung $\mathfrak{E}_g$ im Gitterkreis zu schließen, wird untersucht, ob ein einfacher Zusammenhang zwischen $\overline{E_{g\,st}}$ und $\overline{\Delta J_a}$ besteht. Für die verwendete Röhre

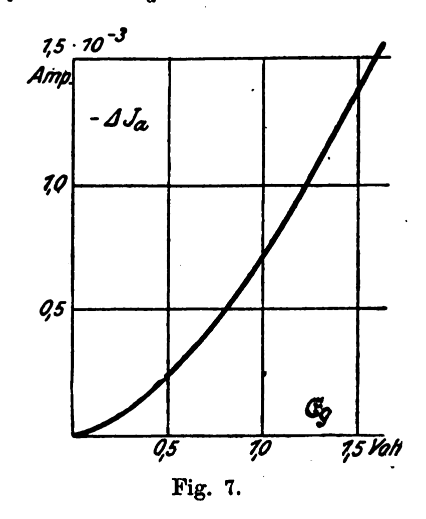


Fig. 7.

konnte leicht eine Anodenspannung und Heizstromstärke gefunden werden, für welche der Zusammenhang zwischen konstanten negativen Gitterspannungen und dazu gehörigen Anodenstromänderungen durch eine Gerade dargestellt wird, so daß also aus der bei Wechselspannungen beobachteten mittleren Anodenstromänderung auf den Mittelwert der statischen Gitterspannung geschlossen werden kann.

Das Eichverfahren für das Audion besteht also in folgendem: 1. Es wird der Zusammenhang zwischen ΔJ_a und $E_{g\,st}$ durch eine Kurve dargestellt — die Spannungen $E_{g\,st}$ können dazu so erzeugt werden, daß negative Gleichspannungen direkt zwischen Gitter und Kathode geschaltet werden — und 2. Es wird die Gitterstromkennlinie ermittelt und mit ihrer Hilfe die Gleichung (3) graphisch dargestellt.

Aus diesen beiden Kurven muß durch Elimination der weiter

nicht interessierenden statischen Gitterspannung der Zusammenhang zwischen $\overline{\Delta J_a}$ und $\mathfrak{E}_g$ gewonnen werden. Fig. 7 stellt diesen Zusammenhang für einen bestimmten Emissionsstrom dar: Es ist aus der Kurve abzulesen, daß die Empfindlichkeit des Audion sehr groß ist: Bei einer Wechselspannungsamplitude von 0,001 Volt ist schon eine Anodenstromabnahme um 10^{-7} Ampere zu beobachten.

Es wird aber in der Arbeit die Schwierigkeit der absoluten Messung so schwacher Wechselspannungen mit Hilfe des Audion betont, da der im Anodenkreis zu kompensierende Strom von ca. 10^{-3} Ampere wegen kleiner Änderungen des Röhrenzustandes leicht Schwankungen von der Größenordnung der zu messenden ausführt.

C. Ridder, Eigenschwingungen von Spulen (Arch. f. Elektrotechn., Bd. 10, 1922, 10. u. 11. Heft, S. 339—370).

Das Verhalten der Spule bei Hochfrequenz ist in den letzten Jahren wiederholt theoretisch [1][2][3][4] wie experimentell [3][5][6][7] untersucht worden. Verfasser bestimmt im Anschluß an die theoretischen Arbeiten von Lenz [1]) und Rogowski und die experimentellen Untersuchungen von Gothe [7]) die Eigenschwingungen von einlagigen, zwei-, drei- und viellagigen (Flach-) Spulen, sowie die Eigenschwingungen von ein- und zweilagigen Spulen in Öl mit Hilfe der Braunschen Röhre mit und ohne Elektroden.

Lenz und Rogowski haben auf theoretischem Wege zwei Arten von Eigenschwingungen bei einlagigen Spulen gefunden, die im folgenden mit Rogowski als Eigenschwingungen erster und zweiter Art bezeichnet werden sollen. Dabei wird als Eigenschwingung erster Art eine solche definiert, bei der die Spule in Stromresonanz schwingt [8]), — Stromknoten an den Spulenenden, Strombauch in der Spulenmitte — als Eigenschwingung zweiter Art eine solche, bei der die Spule in

---

1) Lenz, Ann. d. Physik 43, 1914, S. 749.
2) Rogowski, Arch. f. Elektrotechn. 7, 1918, S. 17 u. 240.
3) Böhm, Arch. f Elektrotechn. 5. 1916, S. 408; 9, 1920, S. 341.
4) Rüdenberg, E. u. M 1914, S. 731.
5) Drude, Ann. d. Physik 9, 1902, S. 293.
6) Seibt, E. T. Z., 1903, S. 105.
7) Gothe, Arch. f. Elektrotechn 9, 1920, S. 1.
8) Die Spule kann durch eine Selbstinduktion, der eine Kapazität parallel geschaltet ist, ersetzt gedacht werden. Die Schaltung wirkt bei Resonanz wie ein unendlich großer Widerstand.

Spannungsresonanz schwingt[1]) — Strombäuche an den Enden der Spule, Stromknoten in der Mitte. In gleicher Weise werden die Oberschwingungen jeder Art definiert.

Untersuchungsmethoden.

I. Methode. Das äußere magnetische und elektrische Feld einer Spule läßt sich bei einer Resonanzlage durch die Braunsche Röhre ohne irgendwelche Elektroden unmittelbar nachweisen (elektrische Ablenkung in der Feldrichtung, magnetische senkrecht zu ihr), wenn die Röhre senkrecht an die vertikal stehende Spule gebracht wird (Fig. 1).

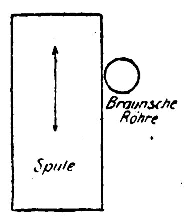


Fig. 1.

Es kann nur dann keine Ellipse auf dem Schirme der Braunschen Röhre entstehen, wenn die Felder senkrecht aufeinander stehen. Je nach der Stellung der Röhre zur Spule muß die entstehende Ellipse eine andere Lage haben. Die Aufnahmereihen, Fig. 2 und 3, veranschaulichen die Verhältnisse für die Grundschwingungen einer langen Spule, wenn die Spule senkrecht zur Richtung ihrer Achse an der Röhre vorbei bewegt wurde.

Der Potentialverlauf bei einlagigen Spulen wurde weiter durch direkte Messung (s. Versuchsanordnung, Fig. 9) bestätigt (Fig. 4 und 5).

II. Methode. Aus den Fig. 4 und 5 ist ersichtlich, daß für Spannungs- und Stromresonanz eine Spannung an den Enden der Spule gegen Erde vorhanden ist. Dieser Umstand bietet eine Handhabe, die beiden Klassen von Eigenschwingungen zu erkennen und zu analysieren.

Werden die Spulenenden mit zwei zueinander senkrechten Ablenkungselektroden der Braunschen Röhre verbunden, die so gestellt sind, daß das eine Feld lotrecht ausgerichtet ist (Fig. 6 und 7), so wird der Kathodenstrahl in der Richtung der Resultanten der beiden

1) Hier verhält sich die Spule wie hintereinander geschaltete Selbstinduktion und Kapazität; die Schaltung wirkt als Kurzschluß.

Felder, nämlich $+45^0$ oder -45^0 gegen die Senkrechte abgelenkt, je nachdem die Ladungen der Ablenkungselektroden verschiedenes Fig. 6) oder gleiches (Fig. 7) haben. Die Schaltung werde **Winkelschaltung** benannt.

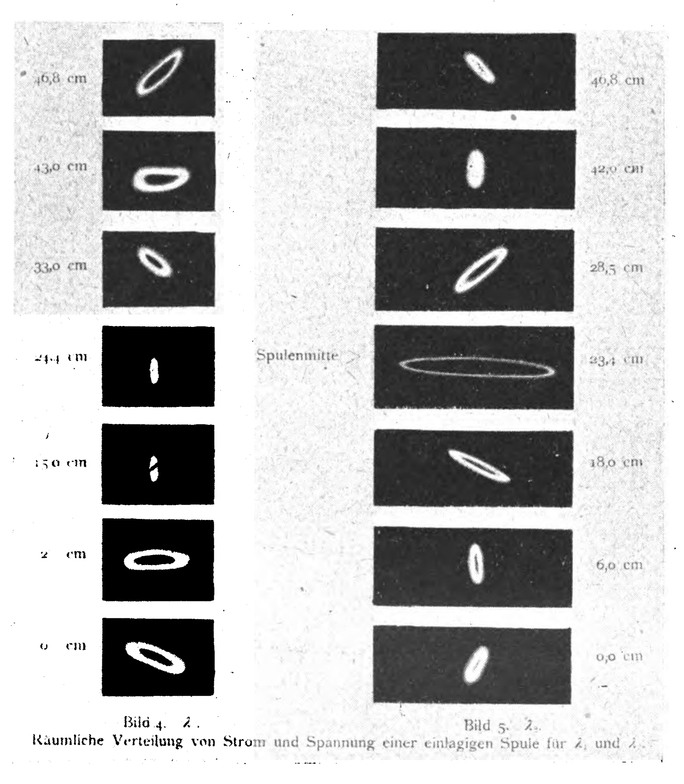


Bild 4. λ_1. Bild 5. λ_2.
Räumliche Verteilung von Strom und Spannung einer einlagigen Spule für λ_1 und λ_2.

Fig. 2. Fig. 3.

Bei der Grundschwingung erster Art liegt der Fall von Fig. 6 vor. Da die Ladungen entgegengesetzt sind, muß die Resultante bei Kurzschluß verschwinden. Bei der Grundschwingung zweiter Art tritt die Resultante der Fig. 7 auf. In diesem Falle kann die Ablenkung durch Kurzschließen nicht zum Verschwinden gebracht werden, da die Ladungen beider Spulenenden gleiches Vorzeichen besitzen. Für die Oberschwingungen beider Klassen wird das der jeweiligen Grundschwingung entsprechende Bild auf dem Schirm der **Braunschen** Röhre entstehen.

III. Methode. Wird die zu untersuchende Spule mit dem vertikalen Ablenkungselektroden *a*—*b* (Fig. 8) der Braunschen Röhre, die Senderkapazität (vgl. Fig. 9) mit dem horizontalen *c*—*d* verbunden,

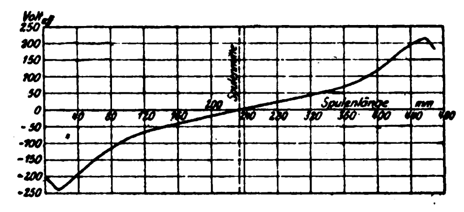


Fig. 4.

so entsteht bei Resonanz infolge der Phasenverschiebung von 90° zwischen Senderkapazitäts- und Spulenspannung eine Ellipse, da die angreifenden Felder verschiedene Stärke aufweisen. Bei vollständiger

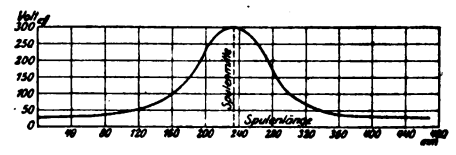


Fig. 5.

Verstimmung beträgt die Phasendifferenz zwischen Spulen- und Senderspannung 0° bzw. 180°; auf dem Schirm der Röhre zeigt sich nur ein Strich. Nähert sich die Senderfrequenz einer Eigenfrequenz erster

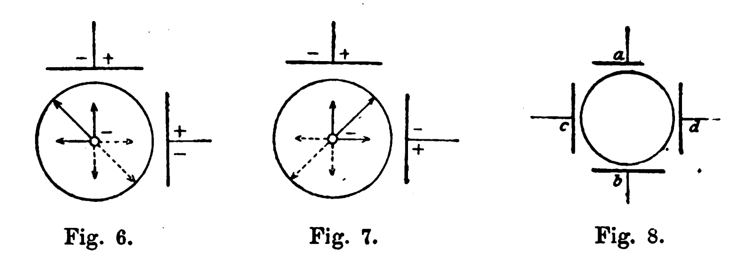


Fig. 6. Fig. 7. Fig. 8.

Art der Spule, so wächst die Spannung an den mit dem Elektroden *a*—*b* verbundenen Spulenenden und gleichzeitig tritt eine Phasenverschiebung zwischen Sender- und Spulenspannung ein, die eine Ellipse auf dem Schirm zustande kommen läßt. Die Achsen fallen nicht mit dem rechtwinkligen Kreuz *a*—*b*, *c*—*d* zusammen. Die Ellipse wächst

bis zur Resonanz; ihre Achsen fallen dann in das Kreuz *a—b*, *c—d*. Diese Schaltung wird als Kreuzschaltung bezeichnet.

Weitere Methode. Werden die Spulenenden mit den Ablenkungselektroden *a—b* oder *c—d* (Fig. 8) verbunden, so zeigt sich bei Resonanz der Eigenschwingungen erster Art eine vertikale bzw. horizontale Ablenkung, die bei den einlagigen und einigen mehrlagigen Spulen um das Drei- bis Vierfache bei der Grundschwingung größer war, als die Ablenkung, die nach Abschalten der Spule an den Kopplungskondensatoren (vgl. Fig. 9) allein entstand.

Versuchsanordnungen.

Die Anregung der Spule ist aus Fig. 9 ersichtlich.

Die zu untersuchende Spule hing bei der Methode II und III an einem Glasstab 150 cm über der Erde, um Kapazität gegen Erde möglichst auszuschalten. Bei der Methode I stand sie senkrecht auf

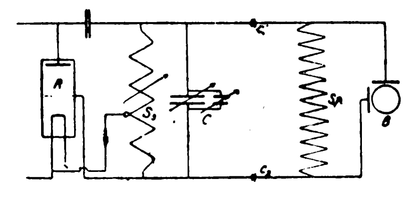


Fig. 9.

einem Dreifuß. Die benutzte Braunsche Röhre war von gewöhnlicher Bauart; ihre Empfindlichkeit ließ eine Beobachtung von 40—700 Volt zu. Kleinere Spannungen als 40 Volt wurden mit einer Glühkathodenröhre mit Wehneltkathode der Firma Gundelach beobachtet. Die Empfindlichkeit betrug 1 Volt.

Bei der Aufnahme der Spannungsverteilung längs der Spule wurde parallel zur Spule ein Glasstab mit Skala angebracht, auf dem ein kleiner Glaszylinder glitt, der einen mit der Elektrode *a* (Fig. 8) verbundenen Probekondensator trug. Die Elektrode *b* war geerdet. Die Vergleichsspannung lieferte eine 500 Periodenmaschine.

Die untersuchten Spulen waren auf Glaszylinder gewickelt, auf die 8 Hartholzleisten geleimt waren. Die Dämpfung wurde nach der Bjerknesschen Resonanzmethode bestimmt.

Eigenschwingungen einlagiger Spulen.

Für eine lange Spule sind die erhaltenen Werte in Tabelle I zusammengestellt. Zum Vergleich wurde die Spule bei einseitiger kapa-

zitiver Anregung mit der Probespule nach Gothe untersucht. Die Eigenwellen ließen sich auf diese Weise bis λ_{11} erkennen.

Tabelle I.

	Einseitige kapazitive Anregung nach Gothe 2,75 m Draht		Symmetrische Anregung			Bei Kurzschluß erhalten + nicht −
			Kreuz-Schaltung	Winkel- $c' = 4+$		
	λ	δ	λ	λ	δ	
λ_1	857	0,015	1020	1020	0,0162	—
λ_2	388	0,016	404	404	0,0167	+
λ_3	265,5	—	270	270	—	—
λ_4	204,3	—	204,5	205	—	+
λ_5	163	—	165	164,5	—	—
λ_6	137,5	—	137	137	—	+
λ_7	120	—	120	120	—	—
λ_8	103,5	—	103,5	103,5	—	+
λ_9	91	—	91	91	—	—
λ_{10}	82	—	—	82	—	+
λ_{11}	74	—	74	74	—	—

Tabelle II zeigt den Einfluß der Kopplungskapazitäten (vgl. Fig. 9). Mit zunehmender Ordnungszahl wird der Einfluß geringer, und zwar bei den Eigenschwingungen zweiter Art in stärkerem Maße als bei denen erster Art.

Tabelle II.

Symmetrische Anregung. Winkelschaltung.

c' = cm	1	2	4	6	8	10
λ_1	1026	1023	1020	1018,5	1017	1017
λ_2	406	405	404	402	401	401
λ_3	269	268,5	267	266	266	265
λ_4	206	205	205	205	205	205
λ_5	166,5	166	164,5	164	164	—
λ_6	137,5	137,5	137	137	—	—
λ_7	120	120	120	120	—	—

Fig. 10 und 11 geben die Verhältnisse für λ_4 und λ_5 nach der Methode I wieder. Die Pfeile deuten die große Achse der Ellipsen an. Daß die hierbei gemessenen Wellenlängen von den in Tabelle I angegebenen abweichen, ist durch den Fortfall der Röhrenelektroden zu erklären.

Die Messung des Potentialverlaufes längs der Spule ergab für die Grundwellen λ_1 und λ_2 die in Fig. 4 und 5 wiedergebenen Kurven.

Wurde die Erdkapazität der Spulen dadurch erhöht, daß in sie ein geschlitzter Kupferzylinder (mittlerer Abstand von der Lage gleich

1,2 cm) gebracht wurde, so verschob sich das Spektrum zu größeren Wellen. Die Erdung des Kupferzylinders läßt die Eigenwellen erster

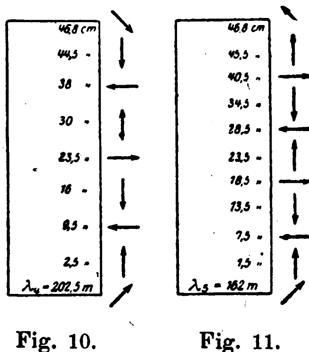


Fig. 10. Fig. 11.

Art unbeeinflußt, während die zweiter Art eine weitere Vergrößerung erfahren (Tabelle III).

Tabelle III.

$c' = 2,5$ cm. Winkelschaltung. Symmetrische Anregung.

	Ohne Erdkapazität		Offener Kupferzylinder				Überbrückter Kupferzylinder			
			ungeerdet		geerdet		ungeerdet		geerdet	
	1		2		3		4		5	
	λ	δ	λ	δ	λ	δ	λ	δ	λ	δ
λ_1	1045	0,040	1080	0,0567	1080	0,0565	812	0,062	812	0,063
λ_2	289	0,052	276,5	0,0602	285	0,0592	272	0,0689	283	1,0684
λ_3	176,5	—	178	—	178	—	175	—	175	—
λ_4	125	—	125	—	128	—	122	—	125	—
λ_5	101	—	102	—	102	—	99	—	99	—

Eine Überbrückung des Schlitzes in dem Kupferzylinder (Wirbelströme) verursacht eine Verkleinerung der Eigenwellen gegenüber dem offenen Kupferzylinder.

Die Spulenform, die aufgewundene Drahtlänge und die Ganghöhe änderten im wesentlichen nichts.

Die einlagigen Spulen sind für beide Arten von Eigenschwingungen sehr empfindlich gegen äußere Kapazität.

Eigenschwingungen zweilagiger Spulen.

Gleichsinnig gewickelt. Über eine einlagige Spule wurde in mittleren Abstande von 0,9 cm eine zweite Lage im gleichen Drehungs-

sinne gewickelt. Die beiden Spulen wurden an einem Ende verbunden und die Spule in der üblichen Weise angeregt. Die erhaltenen Eigenschwingungen sind in der Tabelle IV zusammengestellt.

Tabelle IV.

$c' = 1$ cm. Symmetrische Anregung.

	Kreuz-	Winkel-	Bei Kurzschluß erhalten + nicht −
	Schaltung		
	λ	λ	
λ_1	880	880	−
λ_2	536	536	+
λ_3	294	294	−
λ_4	—	246,5	+
λ_5	176	176	−
λ_6	—	169	+
λ_7	128,5	128,5	−
λ_8	—	—	−
λ_9	101	101	−
λ_{11}	79	79	−
λ_{13}	66	66	−
λ_{15}	60	60	−

Infolge der erhöhten Eigenkapazität der Spule tritt eine merkliche Vergrößerung der Eigenwellen ein; das Frequenzspektrum ist ähnlich dem der einlagigen Spulen.



Fig. 12. Fig. 13.

Die Spulenmitte ist die Verbindungsstelle der beiden Lagen. Da der Strom bei der Grundschwingung erster Art in der ganzen Spule im gleichen Sinne fließt, heben sich die Magnetfelder gegenüberliegender Windungen wie bei einer bifilaren Wicklung nahezu auf (Fig. 12).

Daher ist die Grundwelle im Verhältnis zur aufgewickelten Drahtlänge (399,9) so klein. Das elektrische Feld ist zwischen den beiden Lagen bedeutend stärker als außen, da die beiden Lagen entgegengesetzte Ladung besitzen.

Bei der Grundschwingung zweiter Art ist der Strom bei Annahme einer symmetrischen Verteilung an der Verbindungstelle (Spulenmitte) Null; die magnetischen Felder der beiden Spulenhälften summieren

sich (Fig. 13). Das elektrische Feld liegt in diesem Falle außen; zwischen den Lagen ist es bei Annahme symmetrischer Verteilung Null, da zwischen den beiden Lagen keine Potentialdifferenz besteht. Im Gegensatz zu der Grundschwingung erster Art ist die Grundschwingung zweiter Art sehr empfindlich gegen äußere Kapazität.

Die Untersuchung der zweilagigen Spulen nach der Methode I zeigt, daß sich die äußere Lage annähernd so verhält wie die eine Hälfte der einlagigen Spule. Die geschilderte Verteilung des elektrischen Feldes wurde durch Einführen eines Kupferzylinders in die Spule bestätigt. Während sich die Eigenwellen erster Art nicht änderten, wurden die Eigenwellen zweiter Art, wie bei der einlagigen Spule, vergrößert.

Eisen im Innern der Spule verursacht eine Vergrößerung sämtlicher Eigenwellen. Dielektrikum (Pappstreifen) zwischen den Lagen vergrößert die Eigenwellen, auch die zweiter Art, wenn auch in verhältnismäßig geringerem Maße. Das Feld ist also tatsächlich nicht Null zwischen den Lagen.

Fortlaufend gewickelt. Die zweite Lage wurde im gleichen Drehungssinne der unteren Lage zuückgewickelt. Für die Grundschwingung erster Art muß die entgegengesetzte Wirkung wie bei der früheren Spule eintreten; denn bei angenommener symmetrischer Stromverteilung führen gegenüberliegende Windungen gleichgerichteten, gleichstarken Strom. Die Selbstinduktion erfährt eine Steigerung und damit wächst die Grundwelle stark an. Die Grundwelle zweiter Art findet annähernd die Verhältnisse der Grundwelle erster Art bei der früheren Spule. Sie muß daher verhältnismäßig klein ausfallen. Das elektrische Feld ist bei den Eigenschwingungen erster Art am stärksten zwischen den Lagen, bei denen zweiter Art außen stark ausgebildet. (Große Kapazitätsempfindiichkeit der letzteren. Die Lage der Eigenschwingungen zweiter Art im Spektrum hängt infolgedessen sehr von den Versuchsbedingungen ab. Vgl. Tabelle V, Spalte 3 und 4.)

Das Spektrum dieser Spule ist von den bisherigen sehr verschieden, da auf die Grundwelle erster Art zunächst mehrere Oberwellen dieser Art folgen und dann erst die Grundwelle zweiter Art. Zwischen der Grundwelle zweiter Art und der nächsten Oberwelle dieser Art liegen wieder mehrere Oberwellen erster Art usw. (Vgl. Tabelle V.)

Tabelle V.

$c' = 1$ cm. Symmetrische Anregung. Die Werte der Spalten 3—10 sind in der Winkelschaltung gemessen.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	Kreuz-Schaltung	Winkel-Schaltung	Offener Kupferzylinder ungeerdet	Offener Kupferzylinder geerdet	Geschlossener Kupferzylinder ungeerdet	Geschlossener Kupferzylinder geerdet	Mit Eisen	Mit Dielektrikum	Kapazität 19,5 cm	Kapazität 250 cm
	λ	λ	λ	λ	λ	λ	λ	λ	λ	λ
λ_1	3600	3600	3350	3400	2160	2185	4120	4000	3650	6620
λ_3	1000	1000	837	887	687	687	1017	1099	1030	1315
λ_5	506	506	432	432	895	395	517	555	515	580
λ_7	311	311	269	269	261	261	314	346	319	—
λ_9	218,5	218	195	195	189	189	218	238,5	224,5	—
λ_{11}	161,5	161,5	152	152	148,5	148,5	161,5	174,5	163	—
λ_{13}	129,5	129,5	122	122	122	122	128,5	141	129,5	—
λ_2	—	124	215	224,5	214	223	182	127	124	124
λ_{15}	107	107	101,5	101,5	101,5	101,5	107	114	107	—
λ_{17}	82,5	82,5	76	76	76	76	82,5	88	—	—
λ_{19}	73,5	73,5	71	71	71	71	73,5	75	—	—
λ_4	—	68	106	112	112	113	71	68	—	—
λ_{21}	—	64,5	64,5	64,5	64,5	64,5	64,5	66	—	—

Die Untersuchung nach Methode I ergab Bilder, die z. B. für λ_4 und λ_5 annähernd die Hälfte der Fig. 10 und 11 ausmachen. Ebenso ergibt die Aufnahme der Spannungskurve die Hälfte der Kurven in Fig. 4 und 5. Den Einfluß erhöhter Kapazität gegen Erde, von Eisen und Dielektrum, sowie Kurzschließen der Spulenenden durch Kondensatoren zeigt Tabelle V.

Eigenschwingungen dreilagiger Spulen.

Die Eigenschwingungen einer dreilagigen Spule sind in Tabelle VI zusammengestellt.

Tabelle VI.

$c' = 0,5$ cm. Symmetrische Anregung.

	Kreuz-Schaltung 1	Winkel-Schaltung 2	Offener Kupferzylinder 3	$\frac{\lambda_n}{\lambda_{n-1}}$
	λ	λ	λ	
λ_1	7560	7560	6670	3,06
λ_3	2470	2470	2270	3,09
λ_5	798	798	760	3,0
λ_7	266	266	257	2,15
λ_9	133	133	122	2,05
λ_{11}	66	62	—	—

Bemerkenswerterweise waren Schwingungen zweiter Art nicht nachzuweisen. Das magnetische Feld ist bei den Eigenschwingungen erster Art außerhalb der Lagen stark ausgebildet, das elektrische Feld ist außen schwach (geringe Kapazitätempfindlichkeit gegen Erde).

Eigenschwingungen von Flachspulen.

Nach den vorher entwickelten Vorstellungen über die Strom- und Spannungsverteilung bei zweilagigen Spulen ist zu erwarten, daß bei viellagigen Spulen die Eigenschwingungen zweiter Art wieder die Stellen im Hochfrequenzspektrum inne haben, die sie bei einlagigen Spulen inne haben, d. h. auf eine Eigenwelle erster Art folgt eine zweiter Art. Diese Erwartung wurde an zwei Flachspulen — eine Flachrunddrahtspule und eine Flachbandspule — bestätigt gefunden. Erhöhung der Kapazität gegen Erde (dadurch, daß die vorher aufgehängte Spule auf den Tisch gelegt wurde) und Eisen in der Spule läßt alle Eigenwellen anwachsen. Ein untergeschobenes Kupferblech verkleinert infolge der Wirbelströme die Eigenwellen.

Eigenschwingungen von ein- und zweilagigen Spulen in Öl.

Die Spulen wurden in einen Eisenkasten gehängt und ihre Eigenschwingungen vor und nach dem Einfüllen von Öl bestimmt. Die nach Lenz proportional der Quadratwurzel aus den Dielektrizitätskonstanten des benutzten Öls zu erwartende Vergrößerung der Eigenwellen wurde nicht festgestellt.

Stromcharakteristik der Spulen.

Der von Rogowski[1]) berechnete Verlauf des Klemmenstromes wurde untersucht, indem der in die Spule einziehende Strom mit einem Thermoelement gemessen wurde. Er entspricht bei einlagiger Spule und fester Kopplung im Charakter — ein scharfes Minimum bei Eigenschwingungen erster Art, ein scharfes Maximum bei denen zweiter Art — der von Rogowski berechneten Kurve. Fr. Seidel.

1) Rogowski, Arch. f. Elektrotechn. 7, 1918, S. 31.

Patentschau.

Von H. Eales.

Schwingungserzeugung mittels Vakuumgitterröhren.

D. R. P. 358 878. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 12. 1. 21 ab, ausgegeben am 15. 9. 22. Zur Erzielung größten Wirkungsgrades bei Röhrensendern mit Eigen- oder Fremderregung wird das Gitter der Senderöhre außer von der Grundschwingung gleichzeitig von einer gegenphasig oder nahezu gegenphasig mit der Grundschwingung einsetzenden dreifachen Oberschwingung erregt. Die dreifache Frequenz kann aus einem gesonderten, im Anodenstromkreis der Hauptsenderröhre liegenden Kreis entnommen werden. Bei Fremderregung soll die Erregerröhre sowohl Generator für die Grundschwingung als auch für die dreifache Frequenz sein.

D. R. P. 358 879. Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Wolfgang Schwarz in Berlin. Patentiert vom 1. 6. 20 ab, ausgegeben am 15. 9. 22. Schaltungsanordnung zur Erzeugung elektrischer Schwingungen mit Entladungsgefäßen. Zwischen Gitter und Anode ist ein abstimmbarer Schwungradkreis geschaltet, dessen Selbstinduktionsspule über einen kondensatorartig wirkenden, die Spule außen oder innen ganz oder teilweise bedeckenden Halbleiter mit der Kathode verbunden ist.

D. R. P. 359 504. Dr. Gustav Leithäuser und Dr. Kurt Heegner in Berlin. Patentiert vom 10. 8. 20 ab, ausgegeben am 23. 9. 22. Anordnung zur Schwingungserzeugung für beliebige Frequenzen. Es werden zwei nach einem an und für sich bekannten Verfahren gekoppelte Röhren benutzt, wobei der Schwingungskreis zwischen Anode und Kathode des zweiten Rohres liegen soll, während die notwendige Rückkopplung zum ersten Rohr durch einen Kapazitätskanal vermittelt wird. Dieser soll aus mindestens zwei in Serie geschalteten, zweckmäßig regelbaren Kondensatoren bestehen, wobei die Zuleitung zum Gitter der ersten Röhre zwischen die Kondensatoren zu schalten ist. Zur Schwingungserzeugung von zwei gleichzeitig vorhandenen Frequenzen werden zwei in bekannter Weise gekoppelte Röhren derart kombiniert, daß der eine der schwingenden Kreise zwischen Gitter und Kathode des ersten Rohres, der andere zwischen Anode und Kathode des zweiten Rohres Platz findet, während die Rückkopplung für das System in der Anodenleitung der zweiten Röhre mittels des oben erwähnten Kapazitätskanals, für das andere System jedoch in beliebig bekannter

Art vorgenommen werden soll. Die Anordnung kann auch so getroffen werden, daß die Schwingungen in einem der erwähnten Kreise mit einer demselben mitgeteilten fremderregten Schwingung Schwebungen erzeugen, während der zweite Kreis in einer solchen Eigenperiode dicht vor Selbsterregung steht, daß die letztere von der Schwebungsfrequenz zur Auslösung gebracht werden kann, wobei die Röhrenanordnung dämpfungsreduzierend wirken soll. Es können auch beide vom System erzeugbaren Frequenzen Dämpfungsreduktion aufweisen, wobei die höhere Frequenz durch Fremderregung zum Auslösen gebracht wird und dabei mit einem Hilfssender Schwebungen erzeugt, deren Periode die zweite Frequenz zum Anklingen bringt.

D. R. P. 359505. Dr. Gustav Leithäuser und Dr. Kurt Heegner in Berlin. Patentiert von 10. 8. 20 ab, ausgegeben am 23. 9. 22 Anordnung mit einer Zweiröhrenkombination oder mehrerer solcher zur Erzeugung von Kopplungsschwingungen. Das gekoppelte System ist jeweilig zwischen Gitter und Kathode des Eingangsrohres geschaltet, während das Eingangsrohr zweckmäßig in seinem Anodenkreis einen hohen Wechselstromwiderstand mit parallelem regulierbaren Kondensator enthält und seine Anode in bekannter kapazitiver Kopplung mit dem Gitter des Endrohres steht. Zwischen dem Endrohr und dem Eingangsrohr soll eine Rückkopplung von an und für sich bekannter Art, zweckmäßig eine kapazitive, vorhanden sein. Die Schwingungsmöglichkeit für die Kopplungswellen wird in diesem Falle durch Regulierung des die Größe der Rückkopplung regelnden Kondensators zwischen Anode des Endrohrs und Gitter des Eingangsrohrs sowie des parallel zum Wechselstromwiderstand im Anodenkreis des Eingangsrohres liegenden Kondensators hergestellt. Dabei kann die Anordnung so eingestellt werden, daß die Schwingungsmöglichkeit des Röhrensystems durch Einstellung der Kondensatoren bei dauerndem Schwingen der einen Kopplungswelle kurz vor das wirkliche Auftreten der zweiten gebracht wird, so daß eine dem gekoppelten System mitgeteilte fremderregte Schwingung, welche mit der noch nicht schwingenden Kopplungswelle in der Periode übereinstimmt, diese zum Mitschwingen erregt und Schwebungen erzeugt.

D. R. P. 359965. Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 27. 8. 18 ab, ausgegeben am 28. 9. 22. Anordnung zur Erzeugung von Wechselströmen mittels eine Kathode, Anode und mindestens eine Zwischenelektrode enthaltender Vakuumröhren in Verbindung mit einem mit dem Anodenkreis nicht gekoppelten Gitterschwingungskreis. Das Wesen besteht darin, daß Röhren mit schlechtem

Vakuum verwendet werden, bei denen in einem bestimmten Bereich der Charakteristik mit zunehmender Spannungsdifferenz zwischen Kathode und Zwischenelektrode (Gitter) die Gitterstromstärke abnimmt, so daß ein „negativer Widerstand“ besteht, der in sonst bekannter Weise ungedämpfte Schwingungen in dem mit der Röhre verbundenen Schwingungskreis zur Folge hat. Dabei sollen die Verhältnisse so gewählt werden, daß der negative Widerstand der Röhre $\left(\frac{d\,p'}{d\,i'}\right)$ und der Widerstand im Anodenkreis möglichst klein, der Widerstand des Schwingungskreises dagegen möglichst groß wird.

D. R. P. 361251. Deutsche Telephonwerke G. m. b. H. in Berlin. Patentiert vom 25. 8. 20 ab, ausgegeben am 12. 10. 22. Einrichtung zur Schwingungserzeugung mittels einer Kathodenröhre, deren Anodengitterkreis Schwingungselemente enthält. Das Wesen besteht darin, daß durch eine geeignete Bauart der Röhre, insbesondere des Gitters, wodurch deren im genannten Kreis liegende Teilkapazität vergrößert wird, diese Kapazität zur Größenordnung des in demselben Kreis liegenden Kondensators erhoben wird, so daß große Wellenlängen und mit einer Betriebsspannung von 500 bis 1000 Volt bereits große Leistungen erzielt worden. Zwecks Vergrößerung der Teilkapazität der Röhre zwischen dem Gitter und der Anode wird das Gitter mit nach der Anode hin sich verengenden Durchtrittsöffnungen versehen, z. B. aus einer mit gebohrten oder gedrückten konischen Löchern versehenen Metallplatte hergestellt. Die das Gitter bildende Platte kann auch mit nach beiden Seiten konisch erweiterten, möglichst eng stehenden Löchern versehen werden, es kann auch als Gitter ein in möglichst engen Windungen gelegter Draht mit tropfen- oder linsenförmigem Querschnitt verwendet werden. Es kann auch zwischen dem Gitter und der Anode eine mit konischen Durchtrittsöffnungen versehene Platte aus Material von höherer Dielektrizitätskonstante als Luft, (z. B. Glas, Glimmer, Porzellan) angeordnet werden. Behufs Veränderung der Kapazität der Röhre kann die Lage des Gitters oder der Anode oder des Zwischenkörpers veränderlich, z. B. mit Hilfe eines Magneten von außen einstellbar gemacht werden.

D. R. P. 361383. La Société Indépendante De Télégraphie Sans Fil in Paris. Patentiert vom 26. 11. 19 ab, ausgegeben am 11. 10. 22. Anordnung zur Erzeugung kontinuierlicher elektrischer Schwingungen durch Vakuumröhren mit drei Elektroden, wobei die Rückkopplung durch eine Vakuumverstärkerröhre bewirkt wird. Das Wesen besteht darin, daß die verschiedenen Stromkreise der Erzeugerröhre mit den

verschiedenen Stromkreisen der Verstärkerröhre durch Widerstände und Kapazitäten gekoppelt sind.

Quecksilberdampfröhren.

D. R. P. 358 959. Société Française Radio-Electrique in Paris. Patentiert vom 23. 6. 20 ab, ausgegeben am 18. 9. 22. Unionspriorität 8. 12. 15, Frankreich. Quecksilberdampfröhre zum Erzeugen ungedämpfter Wellen, insbesondere für den Überlagerungsempfang in der drahtlosen Telegraphie. Das Wesen der Erfindung besteht darin, daß in dem Entladungsgefäß ein Glühfaden und eine aus einer Metallplatte, Quecksilber oder einer Quecksilberlegierung bestehende Anode angeordnet sind und das Gefäß mit einem einzigen, die Entladung begünstigenden Gas oder Dampf, wie z. B. Argon, Quecksilberdampf oder Kalzium gefüllt ist.

Hochfrequenzmaschinen.

D. R. P. 358 880. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin-Tempelhof und Otto Scheller in Berlin-Lichterfelde. Patentiert vom 27. 2. 21 ab, ausgegeben am 15. 9. 22. Schnell laufende elektrische Maschine, insbesondere Hochfrequenzmaschine in einer Atmosphäre von leichten Gasen, insbesondere Wasserstoff. Das Wesen besteht darin, daß die Maschine mit einem unter Luftdruck stehenden Ausgleichbehälter bzw. einem Gasometer oder Gassack in Verbindung steht. Auf diese Weise wird verhindert, daß bei auftretenden Temperaturdifferenzen und dadurch bedingten Druckdifferenzen Wasserstoff durch die Lager nach außen gedrückt und dadurch die Gefahr geschaffen wird, daß bei späterer Abkühlung wieder Luft angesaugt wird und so explosible Gasgemische entstehen.

D. R. P. 361 382. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin-Tempelhof und Otto Scheller in Berlin-Lichterfelde. Zusatz zu vorstehendem Patent 358 880. Patentiert vom 25. 5. 21 ab, ausgegeben am 11. 10. 22. Hier soll durch ein an der Maschine angebrachtes Manometer die Art der Füllung ablesbar gemacht werden, wobei das Manometer zwischen den beiden Grenzwerten der reinen Füllung und der reinen Luft geeicht ist. Da bei gegebener Tourenzahl die Druckdifferenz abhängig von der Masse oder dem spezifischen Gewicht des Gases ist, so kann man das Manometer direkt als Gaswage eichen.

D. R. P. 361 380. International General Electric Company, Inc. in New York, V. St. A. Patentiert vom 4. 3. 21 ab, ausgegeben am 12. 10. 22. Unionspriorität 8. 9. 15, Vereinigte Staaten von Amerika.

Einrichtung zur Erzeugung von Wechselstrom wesentlich konstanter Frequenz für drahtlose Verständigung. Es wird ein Hochfrequenzwechselstromgenerator verwendet, der von einer Kraftquelle unter Mitwirkung einer Vorrichtung zur selbsttätigen Konstanthaltung der Generatorgeschwindigkeit angetrieben wird. Das Wesen besteht darin, daß die selbsttätige Vorrichtung auf die Differentialwirkung zweier Spannungen anspricht, deren eine im Einklang mit den Änderungen in der Frequenz des Systems schwankt, während die andere konstant oder annähernd konstant ist.

D. R. P. 357514. International General Electric Company, Incorporated in New York. Patentiert vom 9. 7. 20 ab, ausgegeben am 25. 8. 22. Unionspriorität 6. 10. 17, Vereinigte Staaten von Amerika. Apparat zur Erzeugung und Verteilung von elektrischer Energie in der Form von Wechselstrom hoher Frequenz unter Verwendung einer Hochfrequenzwechselstrommaschine mit einem Transformator, wobei die Wechselstrommaschine eine Anzahl elektrisch unabhängiger Ankerstromkreise besitzt, die mit einer Anzahl elektrisch unabhängiger Primärspulen des Transformators verbunden sind. Das Wesen der Erfindung besteht nun darin, daß jede dieser Spulen aus einer Anzahl elektrisch unabhängiger Leiter gewickelt ist und jeder Leiter mit einem besonderen Ankerstromkreis verbunden ist, so daß jeder Leiter unmittelbar in einem geschlossenen Stromkreis mit nur einem Ankerstromkreis geschaltet ist und jeder Ankerstromkreis mit nur einem Leiter jeder Primärspule verbunden ist.

Frequenzsteigerung.

D. R. P. 361381. Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Patentiert vom 6. 11. 19 ab, ausgegeben am 13. 10. 22. Das Wesen dieser Einrichtung zur Frequenzsteigerung besteht darin, daß in den Gitterstromkreis einer Dreielektrodenröhre eine Batterie eingeschaltet ist, welche einen Dauerstrom erzeugt, wobei die zu steigernde Frequenz dem Anodenkreise der Dreielektrodenröhre eingeprägt wird und die gesteigerte Frequenz direkt oder transformatorisch aus dem Gitterstromkreise entnommen wird. Die Elektrodenform und -anordnung soll so gewählt werden, daß sowohl positive als auch negative Spannungen an der Anode nahezu gleich große Schwächungen des Stromes im Gitterkreise bewirken, d. h. Verwendung von Elektrodenanordnung mit starkem Durchgriff. Die einmal gesteigerte Frequenz kann der gleichen oder einer besonderen Vakuumröhre zwecks mehrfacher Steigerung zugeführt werden.

Literaturverzeichnis.

Neuere Italienische Veröffentlichungen.

Von G. Vallauri.

a) Bücher.

G. Murani, Telegrafo senza fili e onde hertziane. 3. Auflage. U. Hoepli, Milano. Preis 10 Lire.

U. Bianchi, La telefonia senza filo. U. Hoepli, Milano. Preis 10 Lire.

D. Ravalico, Radiotelefonia. S. Lattes & Co., Torino. Preis 14 Lire.

G. della Santa, Manuale pratico del radiotelegrafista. U. Hoepli, Milano. Preis 6,50 Lire.

Sacco e Celloni, II. Auflage des Manuale Elementare di Radiotelegrafia dell'Ufficio Marconi, Vol. 1°. Generalità. Oscillazioni smorzate. Tipografia „Radio" Genova.

G. Pession, Misure correnti nella pratica radiotelegrafica. Istituto Elettrotecnico e Radiotelegrafico della R. Marina. Livorno.

Craveri e Demaldè, La telefonia a grande distanza ed i ripetitori telefonici. S. Lattes, Torino. Preis 24 Lire.

Vicedomini e Zambon, Elementi di radiotelegrafia. Autorisierte italienische Übersetzung von „The Principles Underlying Radio Communication" veröffentlicht vom War Department Office of the Chief Signal Officer U. S. Army. S. Belforte, Livorno.

b) Zeitschriften.

L'Elettrotecnica. Giornale ed Atti dell'Associazione Elettrotecnica Italiana. Milano, Via S. Paolo 10.

L'Elettricista. Giornale quindicinale di elettrotecnica e di Annunzi di Pubblicità. Roma, Via Cavour 110.

Bollettino Radiotelegrafico della R. Marina. Pubblicato per cura dell'Istituto Elettrotecnico e Radiotelegrafico presso la R. Accademia Navale di Livorno.

Bollettino Radiotelegrafico del R° Esercito. Pubblicato sotto la direzione del Prof. G. Vanni, Direttore dell'Istituto Radiotelegrafico ed Elettrotecnico dell Genio Militare. Roma.

L'Audion. Organo del Radio Club d'Italia. Firenze. Via dell'Alloro 19, Direttore On. Umberto Bianchi.

Le vie del Mare e dell'Aria. Rivista mensile di Radiotelegrafia Aeronautica e Navigazione. Genova Via Varese.

Telegrafi e Telefoni. Rivista quindicinale. Roma. Direzione Generale Servizi Elettrici. Via del Seminario.

c) Wichtigere Arbeiten vom September 1921 bis Oktober 1922.

G. Pession, Alcune esperienze di radiotelefonia. „L'Elettrotecnica", Vol. VIII, fascicolo 28 del 15 Ottobre 1921, S. 617.

G. Vallauri, Decisioni tecniche del Comitato di Parigi per le radiocomunicazioni. „L'Elettrotecnica", Vol. VIII fascicolo 30 del 5 Novembre 1921, S. 658.

G. Giorgi, La telefonia ad alta frequenza sulle condutture industriali coi sistemi „Arturo Perego". „L'Elettrotecnica", Vol. VIII No. 31 del 15 Novembre 1921, S. 682.

Franco Magni, Apparecchio per radiotelegrafia celere stampante. „L'Elettrotecnica", Vol. VIII No. 35—36 del 25 Dicembre 1921, S. 747.

E. Drago e G. Arcidiacono, Azione delle onde elettriche sull'isteresi dielettrica. (Nuovo Cimento, Luglio 1921, serie 6, vol 22, S. 68) e „L'Elettrotecnica", Vol. IX fascicolo 1° del 1° Gennaio 1922, S. 20.

C. Bardeloni, Colonnello del Genio. La determinazione di segnalazioni r. t. esercitate sopra eguali lunghezze d'onda. „L'Elettrotecnica", Vol. IX, fascicolo 4 del 5 Febraio 1922, S. 79.

G. Pession, G. Poladas, Sviluppo del servizio r. t. pubblico in Italia dopo la guerra. „L'Elettrotecnica", Vol. IX fascicolo 5 del 15 Febbraio 1922, S 97.

Algeri Marino, Sulle antenne radiotelegrafiche dei veicoli aerei. „L'Elettrotecnica", Vol. IX, fascicolo 11 del 15 Aprile 1922, S. 242.

Luigi Solari, I progressi della radiotelegrafia nel 25° anniversario della prima dimostrazione in Italia dell'invenzione di Guglielmo Marconi. „L'Elettrotecnica", Vol. IX fascicolo 19 del 5 Luglio 1922, S. 423.

R. Arno, Relais telefonico e radiotelegrafico a campo Ferraris. Atti del R° Istituto Lombardo, Vol. 60 Adunanza del 9 Febbraio 1922 e „L'Elettrotecnica", Vol. IX fascicolo 21 del 25 Luglio 1922, S. 472.

E. Bellini, Catene di circuiti oscillanti accoppiati magneticamente. (The Electrician, Vol. LXXXVIII n. 2295, 12 Maggio 1922, pag. 560) e „L'Elettrotecnica", Vol. IX fascicolo 22 del 5 Agosto 1922, S. 490.

G. Pession, Un apparecchio per la registrazione automatica dei segnali radiotelegrafici. „L'Elettrotecnica", Vol. IX, Ottobre 1922.

Kurze Mitteilungen.

(Beiträge aus dem Leserkreis erbeten.)

Das Bureau International de l'Union Télégraphique in Bern hat soeben zwei Blätter der offiziellen Karten der radiotelegraphischen Stationen der Erde herausgegeben, und zwar betrifft Blatt 1 die europäischen und nordamerikanischen Stationen und Blatt 2 die Stationen der Oststaaten Nordamerikas und Zentralamerikas. Blatt 3 werden die Gebiete Ostafrikas, Arabiens, Vor- und Hinterindiens, sowie des Westteils von Australien behandelt. Blatt 4 soll Zentral- und Südafrika, sowie den östlichen Teil von Südamerika wiedergeben. Auf Blatt 5 werden die radiotelegraphischen Verkehrsverhältnisse der pazifischen Teile von Amerika, Australien und Ostasien zum Ausdruck gebracht werden. Auf den Karten sind außerdem die sämtlichen Küstenstationen, die wichtigsten Schiffahrtslinien und die Dauer der Reiserouten eingetragen. Die Herstellung ist eine ausgezeichnete und dürfte wohl auf diesem Gebiete das Beste darstellen, was bisher geleistet wurde. Der Preis jedes Blattes beträgt 3 Schweizer Franken.

E. Nesper.



Überbrückung großer Entfernungen beim Radio-Verkehr. Seit einiger Zeit ist die Großstation auf Honolulu mit einem Maschinensender, anscheinend einer Alexanderson-Maschine, ausgerüstet worden. Die Wellenlänge der Station, die 16250 m beträgt, ist recht konstant. Trotz der großen Entfernung von ungefähr 14000 km läßt sich die Station in den guten Empfangszeiten des Winters in der Mitte der Großstadt Berlin aufnehmen und zwar gelingt dieses in den Morgenstunden so einwandfrei, daß bei doppelt gegebenen Text eine fehlerlose Aufnahme gewährleistet werden kann. Die Anordnung zur Aufnahme benutzt eine eindrähtige Antenne, welche von der Garnisonkirche zum Hause Neue Friedrichstraße 38/40 gespannt ist und eine Länge von 200 m hat. Zur Verstärkung genügen zwei Röhren, von denen die erste unter Benutzung sehr fein regulierbarer Rückkoppelung die Hochfrequenzperiode sehr verstärkt, während die zweite zur Niederfrequenzverstärkung in besonderer Schaltung dient. Außerdem wird, wie üblich ein Überlagerer benutzt.

Die Station, deren Rufzeichen „K g i“ ist, arbeitet meist mit langsamen Hörtempo. Ihre Lautstärke ist hier mindestens $^1/_3$ derjenigen von Rocky Point (w q k), z. Zt. der stärksten Nordamerikanischen Sendestation. Da die Energie der Station K g i vermutlich geringer ist, als diejenige von w q k, zeigt dieses, daß ausgezeichnete Ausbreitungsverhältnisse für die in Honolulu ausgesandten Wellen vorhanden sein müssen. Wenn man die Richtung der ankommenden Wellen hier feststellt, so findet man, daß dieselben über den Nordpol vorwiegend kommen, daß also dieser Weg, der wenig Land zwischendurch aufweist, eine gute Fortpflanzung ohne starke Schwächung zuläßt. Diese Beobachtungen sind schon im Jahre 1918 in Naumburg auf der dort von mir gebauten Funkenempfangsanlage gemacht worden, wenngleich der damalige Sender nur ein bedeutend schwächerer Lichtbogensender war, der mit ca. 11500 m Wellenlänge diese große Entfernung nur sehr schwer überbrücken konnte. Es wird von Interesse sein, die Empfangsstärke des neuen Senders bei Beginn der schlechteren Empfangszeit im Frühjahr zu verfolgen, da hieraus wertvolle Schlüsse über die zum Betrieb nötigen Energien für große Entfernungen gezogen werden können.

G. Leithäuser.

Anmerkung der Redaktion.

Durch einen Irrtum der Druckerei ist in Heft 4 des Jahrbuches Band 20, ein Inserat der Koepsel-Löwewerke an den Schluß des Textes angegliedert und mit den Seitenzahlen 341—344 numeriert worden. Der Ordnung halber wird darauf hingewiesen, was gleichfalls versehentlich vergessen wurde, ausdrücklich zu bemerken, daß dieses Inserat außerhalb der Verantwortung der Redaktion steht. Dieses wird hierdurch nachgetragen.

Die Redaktion.

Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie
Zeitschrift für Hochfrequenztechnik

Band 20. Dezember 1922. Heft 6.

Inhalt.

Manuskripte für das *Jahrbuch*, möglichst mit klischierfähigen Figuren versehen, sind an *Dr. E. Nesper*, *Berlin-Friedenau*, *Trägerstr. 2 I*, zu senden.

Die Herren Autoren werden gebeten, eine kurze Zusammenfassung des wesentlichen Inhalts ihrer Arbeit jedem Manuskript beizufügen.

Abonnements und Inserate sind zu richten an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn Berlin W. 10*, *Genthinerstraße 39*, Postscheck-Konto Berlin 32647.

Theorie des Elektronenröhrengenerators.[1])

Von Georg Joos.

1. Einleitung.

Eine vollständige Theorie des Elektronenröhrengenerators hat folgende Fragen zu beantworten:

a) Unter welchen Bedingungen setzen Schwingungen ein?
b) Welches ist der zeitliche Verlauf des Anwachsens der Amplitude zum stationären Grenzwert?
c) Wie hängt die erreichte Grenzamplitude von den Daten der Röhre und des Kreises ab?

Während die erste Frage von Vallauri[2]) rechnerisch gelöst wurde, sind wir zur Beantwortung der beiden anderen auf graphische Methoden angewiesen, wie sie Möller[3]) in seinem Buch „Die Elektronenröhren" entwickelt hat. Nun sind graphische Methoden, ganz allgemein gesprochen, ein ausgezeichnetes Mittel zur Lösung einer bestimmten Einzelaufgabe. Will man aber die Abhängigkeit des Resultats von den vorkommenden Parametern diskutieren, so erfordern sie eine ungewöhnliche Zeichenarbeit, da man für jede Änderung eines Parameters die ganze Konstruktion neu durchführen muß. Es soll daher in folgendem der Versuch gemacht werden, durch rechnerische Näherung die Wirkungsweise des Röhrengenerators klarzustellen, insbesondere die für die Praxis wichtigste Frage c) zu diskutieren.

2. Die der Rechnung zugrunde gelegten Annahmen.

a) Schaltung.

Wir führen alle Rechnungen zunächst an der in Fig. 1 gezeichneten, physikalisch sehr durchsichtigen Schaltung mit induktiver Gitter- und Anodenkreiskoppelung durch, aus der sich die technisch gebräuchlichen Schaltungen leicht ableiten lassen[3]). (Auf diesen Vorzug dieser „Grundschaltung" machte mich Herr Professor Zenneck[4]) aufmerksam.) Für sie gelten, wie man sich leicht überzeugt, folgende Gleichungen, wenn wir die auf den Schwingungskreis bezüglichen Größen ohne Index,

---

1) Gekürzter Auszug aus der Münchner Habilitationsschrift des Verfassers; eine ausführliche Veröffentlichung erscheint in den Annalen der Physik.

2) Vallauri, Jahrb. d. drahtl. Telegr. 12, S. 349.

3) Erste Veröffentlichung von A. Meißner, The Electrician 31. Juli 1914.

4) Braunschweig 1920.

die auf den Gitterkreis mit Index g, die auf den Anodenkreis mit Index a bezeichnen:

Für den Schwingungskreis:

$$L \frac{d\,i}{d\,t} + M \frac{d\,i_g}{d\,t} + N \frac{d\,i_a}{d\,t} + \frac{1}{C} \int i\,d\,t = 0 \tag{1}$$

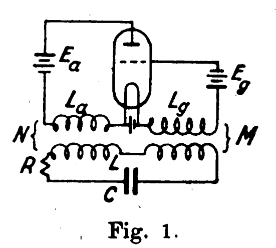


Fig. 1.

Fig. 2.

Für die Gitterspannung:

$$e_g = E_g - M \frac{d\,i}{d\,t} - L_g \frac{d\,i_g}{d\,t} \tag{2}$$

Für die Anodenspannung:

$$e_a = E_a - N \frac{d\,i}{d\,t} - L_a \frac{d\,i_a}{d\,t} \tag{3}$$

Anodenstrom i_a und Gitterstrom i_g sind durch die Röhrenfunktion (Kennlinien) gegeben, es ist

$$i_a = f_a(e_g, e_a) \tag{4}$$

$$i_g = f_g(e_g, e_a) \tag{5}$$

b) Röhrenfunktionen (Kennlinien).

α) Emissionsstrom: Bekanntlich ist der Emissionsstrom i_e[1])

$$i_e = i_g + i_a \tag{6}$$

eine Funktion der Steuerspannung e_{st}:

$$e_{st} = e_g + D\,e_a \tag{7}$$

wobei D der „Durchgriff" ein nahezu konstanter Zahlfaktor der Röhre ist, der $\ll 1$. Wegen der linearen Zusammensetzung von e_{st} aus e_g und e_a erhält man in einem i_e-, e_g-System für verschiedene e_a eine Schar von Kurven, welche alle aus einer einzigen durch Parallelverschiebung hervorgehen. Ihr Verlauf ist in Fig. 2 dargestellt. Als Normalkurve wollen wir diejenige auswählen, bei der zur Gitterspan-

1) Vgl. z. B. Barkhausen, Jahrbuch **14**, S. 27; **16**, S. 82; **18**, S. 402.

nung 0 der Wendepunkt der Kennlinie gehört. Die zugehörige Anodenspannung sei mit E_a^* bezeichnet. Eine analytische Darstellung der Abhängigkeit des Emissionsstroms von e_{st} muß vor allem das Umbiegen der Kennlinie zum Sättigungsstrom I_s bei großen Steuerspannungen zum Ausdruck bringen. Die bisher gemachten Ansätze

$$i_e = \text{const.}\ e_{st} \quad \text{(Vallauri)}$$

und

$$i_e = \text{const.}\ e_{st}^{3/2} \quad \text{(Langmuir, streng gültig für kleine } e_{st})$$

tun dies keineswegs. Sie führen daher beim Generator notwendig zu unendlich großer Grenzamplitude. Wir gründen unsere Rechnung auf den Ansatz

$$i_e = \frac{I_s}{2} + \frac{I_s}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{S_0 \pi}{I_s} [e_g + D(e_a - E_a^*)] \tag{8}$$

Dabei ist I_s der Sättigungsstrom, S_0 die Steigung der Kennlinie im Wendepunkt. Für $E_a = E_a^*$ ergibt sich die Normalkurve. Die durch Gleichung (8) dargestellte Kurve weicht, wie Fig. 3 zeigt, nur im unteren

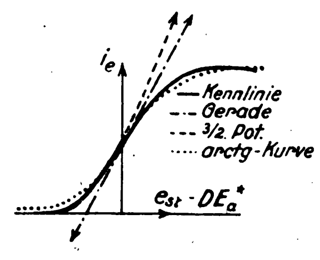


Fig. 3.

Teil wesentlich von der wirklichen Kennlinie ab. Durch Hinzufügung weiterer Glieder der Form

$$\frac{h_i}{2} + \frac{h_i}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{S_i \pi}{h_i} [e_g + D(e_a - E_a^*) - l_i]$$

kann die Annäherung beliebig weit getrieben werden. Diese Zusatzglieder dienten nur zur Abschätzung des durch den Ansatz der Gleichung (8) entstehenden Fehlers, der sich zu 5 bis 10 %, je nach der Röhre, ergab; es sei daher in bezug auf die Ermittlung der Konstanten S_i, h_i, l_i, auf die ausführliche Veröffentlichung verwiesen.

β) Gitterstrom: Der allgemeine Verlauf des Gitterstroms ist nach Rukop[1]) folgender: Sobald das Gitter positiv ist, beginnt ein schwacher

1) Rukop, Jahrb. d. drahtl. Telegr. **14**, S. 116. Dieser Arbeit ist auch Fig. 4 entnommen.

Gitterstrom zu fließen, der aber bei Steigerung der Gitterspannung bald mit einem Anteil von etwa 10 % des Emissionsstroms konstant wird. Diesen Teil des Gitterstroms, der nebenbei von der Anodenspannung praktisch unabhängig ist, wollen wir vernachlässigen. Dadurch heben wir ungefähr gerade den durch den einfachen arctg-Ansatz (8) entstandenen Fehler auf, der annähernd gleich groß, aber von verschiedenem Zeichen ist. Erreicht nun die Gitterspannung ungefähr die Anodenspannung, so beginnt der Gitterstrom stark zu wachsen. Er wird schließlich wieder konstant bei einem Wert, der je nach der Röhre 50 bis 100 % des Emissionsstroms beträgt. Daraus, daß der Anstieg des Gitterstroms einsetzt, wenn die Gitterspannung der Anodenspannung nahekommt, folgt, daß dieser Teil des Gitterstroms stark von der Anodenspannung abhängt. Wir wollen daher auch für den Gitterstrom eine Steuerspannung $e_{g,st}$ einführen und setzen:

$$e_{g,st} = e_g - D_g e_a \tag{9}$$

wobei wir mit D_g einen konstanten Faktor bezeichnen. Die Annahme eines solchen konstanten Faktors weicht erheblich mehr von der Wirklichkeit ab, als die eines konstanten Durchgriffs, ist aber zur Durchführung der Rechnung notwendig. (Zur experimentellen Bestimmung dieses Faktors ist aus den für verschiedene Anodenspannungen gefundenen Werten das Mittel zu nehmen.) Der Wert von D_g beträgt bei den meisten Röhren ungefähr 1, ist also gegenüber dem Anodendurchgriff groß. Bezeichnen wir die Abszisse des Wendepunkts dieses

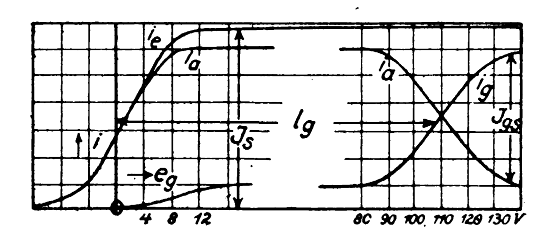


Fig. 4.

Teils der Gitterstromkennlinie in dem durch Gleichung (8) festgelegten Koordinatensystem (vgl. Fig. 4) mit l_g, die Steigung in diesem Punkt mit S_{g0}, die Erhebung des Grenzwerts des Gitterstroms über den „kleinen Gitterstrom" mit I_{gs}, so wird der Gitterstrom dargestellt durch

$$i_g = \frac{I_{gs}}{2} + \frac{I_{gs}}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{S_{g0}\,\pi}{I_{gs}} [e_g - D_g(e_a - E_a^*) - l_g] \tag{10}$$

γ) Anodenstrom: Durch Subtraktion des Gitterstroms vom Emissionsstrom erhält man für den Anodenstrom

$$\left.\begin{aligned} i_a = \frac{I_s}{2} - \frac{I_{gs}}{2} + \frac{I_s}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{S_0 \pi}{I_s} [e_g + D(e_a - E_a^*)] \\ - \frac{I_{gs}}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{S_{g0} \pi}{I_{gs}} [e_g - D_g(e_a - E_a^*) - l_g] \end{aligned}\right\} \quad (11)$$

Mit diesen Ansätzen, welche das Kennlinienfeld verhältnismäßig gut wiedergeben, läßt sich die Rechnung für die anfangs gestellten Fragen durchführen. Der Übersicht wegen wollen wir durch eine der Vallaurischen Rechnung analoge Betrachtung zunächst die Bedingung für das Einsetzen der Schwingungen bei unserer Schaltung aufstellen.

3. Die Bedingung für das Einsetzen der Schwingungen.

Die Frage nach dem Einsetzen ist offenbar identisch mit folgender: Unter welchen Bedingungen wächst eine im Schwingungskreis vorhandene, unendlich kleine Amplitude zu endlicher Größe an? Da bei unendlich kleiner Amplitude im Schwingungskreis auch die Schwankungen der Gitterspannung unendlich klein sind, können wir zur Beantwortung dieser Frage die Kennlinie durch ihre Tangente im Ruhepunkt ersetzen. Als Ruhepunkt wollen wir dabei denjenigen Punkt E_g, I_a bezeichnen, auf dem man sich ohne das Vorhandensein von Schwingungen befindet. Dieser Ruhepunkt braucht nicht mit dem Wendepunkt der Anodenstromkennlinie zusammenzufallen, für gewisse Zwecke (z. B. in der drahtlosen Telephonie) legt man ihn absichtlich vom Wendepunkt weit weg, doch stets so, daß er sich noch auf dem aufsteigenden Ast der Anodenstromkennlinie befindet, also kein Gitterstrom fließt. Wir können daher bei der Frage nach dem Einsetzen den Anodenstrom gleich dem Emissionsstrom setzen. Nach Gleichung (8) beträgt dann die Steigung der Kennlinie im Ruhepunkt

$$S = \frac{S_0}{1 + k^2} \quad (12)$$

wenn wir zur Abkürzung setzen:

$$k = \frac{S_0 \pi}{I_s} [E_g + D(E_a - E_a^*)] \quad (13)$$

In der Nähe des Ruhepunkts wird also die Kennlinie dargestellt durch

$$i_a = I_a + S(e_g + D e_a) \quad (14)$$

Setzt man die Werte von e_g und e_a aus Gleichung (2) und (3) ein, so wird

$$i_a = I_a + S\left[-(M + DN)\frac{di}{dt} - DL_a\frac{di_a}{dt}\right] \tag{15}$$

Aus Gleichung (15) und (1) lassen sich i und i_a als Funktionen der Zeit finden. Eliminiert man i_a, so erhält man für i die Gleichung

$$\left.\begin{aligned}[DSLL_a - SN(M + DN)]\frac{d^3 i}{dt^3} + [L + DSRL_a]\frac{d^2 i}{dt^2} \\ + \left[R + \frac{DSL_a}{C}\right]\frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = 0\end{aligned}\right\} \tag{16}$$

Wir setzen als Lösung an

$$i = A\,e^{(\varrho + j\omega)t} \tag{17}$$

und erhalten als Bedingung für das Anwachsen ($\varrho > 0$):

$$\frac{DSLL_a}{C} - \frac{SN(M + DN)}{C} > \left(R + \frac{DSL_a}{C}\right)(L + DSRL_a) \tag{18}$$

Für die Frequenz ω ergibt sich:

$$\omega^2 = \frac{\begin{aligned}[DSLL_a - SN(M + DN)]\,\varrho^3 + [L + DSRL_a]\,\varrho^2 \\ + \left[R + \frac{DSL_a}{C}\right]\varrho + \frac{1}{C}\end{aligned}}{3[DSLL_a - SN(M + DN)]\,\varrho + L + RSDL_a} \tag{19}$$

Die Frequenz hängt also von dem Exponenten ϱ ab. Dieser ist während des Anschwingens nicht konstant, sondern nimmt, da sich schließlich eine konstante Amplitude einstellt, zu null ab. Die dadurch bedingte Inkonstanz der Frequenz während des Anschwingungsvorgangs kann von praktischer Bedeutung werden bei der Schnelltelegraphie, bei der ϱ sehr große Werte annimmt. Im Grenzfall $\varrho = 0$ (unendlich kleine stationäre Amplitude) wird

$$\omega_{st}^2 = \frac{1}{CL\left(1 + \frac{DRSL_a}{L}\right)} \tag{19a}$$

Durch Einführung dieses Ausdrucks in Gleichung (18) kann man die Bedingungsgleichung für das Einsetzen auf eine zweite, durchsichtigere Form bringen:

$$[SN(M + DN) + R(DSL_a)^2]\,\omega_{st}^2 + R < 0 \tag{18a}$$

Sowohl aus Gleichung (18) als aus Gleichung (18a) geht wegen der Kleinheit der mit dem Faktor D behafteten Glieder hervor, daß zur Erfüllung der Bedingung für das Einsetzen das Produkt NM negativ

sein muß, die beiden Koppelungen N und M also in verschiedenem Sinn auf den Schwingungskreis wirken müssen.

Eine Diskussion der Bedingung für das Einsetzen wollen wir erst im Zusammenhang mit den Formeln für die stationäre Amplitude durchführen, die wir nunmehr aufstellen wollen. Dabei wollen wir, um den Einfluß des Gitterstroms deutlich hervortreten zu lassen, die Amplitude zunächst ohne Berücksichtigung desselben berechnen und nachher die Änderungen untersuchen, welche er an den Resultaten bewirkt.

4. Berechnung der Amplitude im stationären Zustand unter Vernachlässigung des Gitterstroms.

a) Durchführung der Rechnung ohne Berücksichtigung der Anodenkreis-Selbstinduktion.

Wir nehmen an, im Schwingungskreis fließe ein rein sinusförmiger Wechselstrom

$$i = \mathfrak{A} \sin \omega t$$

vernachlässigen also Oberschwingungen. Dies dürfen wir bei schwach gedämpften Kreisen unbedenklich tun. Bei der Berechnung des Anodenstroms müssen wir aber jetzt auf die Form der Kennlinie Rücksicht nehmen und Gleichung (11) unter Weglassung des 2., vom Gitterstrom herrührenden Terms anwenden. Dann wird

$$\left.\begin{aligned} i_a = \frac{I_s}{2} + \frac{I_s}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{S_0 \pi}{I_s} \Big[E_g + D(E_a - E_a{}^k) \\ - (M + D N) \frac{d i}{d t} - D L_a \frac{d i_a}{d t} \Big] \end{aligned}\right\} \quad (20)$$

Führen wir jetzt die Abkürzungen ein

$$\left.\begin{aligned} \frac{S_0 \pi}{I_s} (M + D N) &= \beta \\ \frac{S_0 \pi}{I_s} D L_a = \frac{c_0 \pi}{I_s} &= \gamma \end{aligned}\right\} \quad (21)$$

so wird mit Rücksicht auf Gleichung (13)

$$i_a = \frac{I_s}{2} + \frac{I_s}{\pi} \operatorname{arctg} \left(k - \beta \frac{d i}{d t} - \gamma \frac{d i_a}{d t} \right) \quad (20\,\mathrm{a})$$

Und wegen der über i gemachten Annahme

$$i_a = \frac{I_s}{2} + \frac{I_s}{\pi} \operatorname{arctg} \left(k - \beta \mathfrak{A} \omega \cos \omega t - \gamma \frac{d i_a}{d t} \right) \quad (20\,\mathrm{b})$$

Setzen wir noch

$$-\beta\mathfrak{A}\omega = \mathfrak{B} \tag{22}$$

so ergibt sich

$$i_a = \frac{I_s}{2} + \frac{I_s}{\pi}\operatorname{arctg}\left(k + \mathfrak{B}\cos\omega t - \gamma\frac{d\,i_a}{d\,t}\right) \tag{20c}$$

Durch Einführung der Variabeln

$$y = \pi\frac{\left(i_a - \frac{I_s}{2}\right)}{I_s} \tag{23}$$

erhält die Gleichung (20 c) die einfache Form

$$c\frac{d\,y}{d\,t} + \operatorname{tg} y = k + \mathfrak{B}\cos\omega t \tag{24}$$

Eine durch einen geschlossenen Ausdruck darstellbare Lösung dieser Differentialgleichung läßt sich jedoch nicht angeben. Nun ist aber der Koeffizient von $\frac{d\,y}{d\,t}$ wegen des Faktors D eine kleine Größe, deren Einfluß wir folgendermaßen abschätzen können: Schreiben wir

$$\operatorname{tg} y = y\left(\frac{\operatorname{tg} y}{y}\right) = r\,y \tag{24a}$$

so hat der Faktor r für $y = 0$ seinen kleinsten Wert: 1. Nun hat die Gleichung

$$c\frac{d\,y}{d\,t} + r\,y = k + \mathfrak{B}\cos\omega t$$

die bei konstantem r formell mit der für einen Wechselstromkreis mit Selbstinduktion und Ohmschem Widerstand übereinstimmt, die wohlbekannte Lösung:

$$y = \text{const} + \frac{\mathfrak{B}}{\sqrt{c^2\omega^2 + r^2}}\cos(\omega t - \varphi), \qquad \operatorname{tg}\varphi = \frac{c\,\omega}{r}$$

Bei den in Praxi vorkommenden Dimensionen wird aber, selbst wenn man für r seinen kleinsten Wert nimmt, $c\,\omega$ immer noch sehr klein gegen r. Wir erhalten daher eine brauchbare Näherung, wenn wir zunächst c null setzen. Dann vereinfacht sich die Gleichung für y zu:

$$y = \operatorname{arctg}(k + \mathfrak{B}\cos\omega\,\mathrm{t}) \tag{25}$$

Die rechte Seite wollen wir in eine Fourier-Reihe entwickeln, von der uns zunächst nur der Koeffizient von $\cos\omega t$ interessiert:

$$\operatorname{arctg}(k + \mathfrak{B}\cos\omega t) = K(k,\mathfrak{B}) + \Phi(k,\mathfrak{B})\cos\omega t \tag{26}$$

Φ läßt sich, wie am Schluß dieses Abschnitts gezeigt wird, nach den bekannten Formeln für die Fourier-Koeffizienten berechnen. Damit wird der Anodenstrom zu:

$$i_a = \frac{I_s}{2} + \frac{I_s}{\pi} K(k, \mathfrak{B}) + \frac{I_s}{\pi} \Phi(k, \mathfrak{B}) \cos \omega t \tag{27}$$

Setzt man diesen Ausdruck in die für den Schwingungskreis gültige Gleichung (1) ein, so erhält man durch Nullsetzen der Koeffizienten von sin und cos:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \tag{28}$$

$$R\mathfrak{A} = \frac{I_s}{\pi} N\omega\, \Phi(k, \mathfrak{B}) \tag{29}$$

Gleichung (28) gibt keine Abweichung von der Eigenfrequenz des Kreises infolge der Vernachlässigung der Anodenkreisselbstinduktion. Dies Ergebnis wird später verbessert. Gleichung (29) stellt die Bestimmungsgleichung für die Amplitude dar. Ersetzen wir gemäß Gleichung (22) $\mathfrak{A}$ durch $\mathfrak{B}$, so wird:

$$\Phi(k, \mathfrak{B}) = \frac{-R}{S_0 N \omega^2 (M + DN)} \tag{30}$$

Wir erhalten aus ihr zunächst $\mathfrak{B}$ als Abszisse des Schnitts der Kurve

$$y = \Phi(k, \mathfrak{B}) \tag{31}$$

mit der Geraden

$$y = \operatorname{tg} \varphi \cdot \mathfrak{B} = \frac{-R}{S_0 N \omega^2 (M + DN)} \mathfrak{B} \tag{32}$$

Durch diese Form ist erreicht, daß alle Daten des Generators in den Ausdruck für die Schnittgerade gelegt sind, so daß man mit einer einzigen Φ-Kurve alle Fälle mit gleichem k untersuchen kann. Aus $\mathfrak{B}$ findet man dann vollends leicht $\mathfrak{A}$ nach Gleichungen (22) und (21):

$$\mathfrak{A} = -\frac{\mathfrak{B} \cdot I_s}{\pi S_0 \omega (M + DN)} \tag{33}$$

Berechnung von $\Phi(k_1 \mathfrak{B})$:

$$\Phi(k, \mathfrak{B}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos x \operatorname{arctg} (k + \mathfrak{B} \cos x)\, dx \tag{34}$$

Durch partielle Integration läßt sich das rechts stehende Integral zurückführen auf:

$$\Phi(k, \mathfrak{B}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\mathfrak{B} \sin^2 x \, d x}{1 + (k + \mathfrak{B} \cos x)^2} \tag{35}$$

Dies Integral läßt sich am einfachsten auf komplexem Weg berechnen und ergibt

$$\Phi(k, \mathfrak{B}) = \frac{4 \varrho^2}{\mathfrak{B}(1 - \varrho^2)} \tag{36}$$

wobei

$$\varrho^2 = \frac{1}{\mathfrak{B}^2} \{\sigma^2 + k^2 + 1 - 2\sigma(k \cos \psi + \sin \psi)\} \tag{37}$$

und

$$\sigma = \sqrt{(k^2 - \mathfrak{B}^2 - 1)^2 + 4 k^2}, \qquad \operatorname{tg} 2\psi = \frac{k}{k^2 - \mathfrak{B}^2 - 1} \tag{38}$$

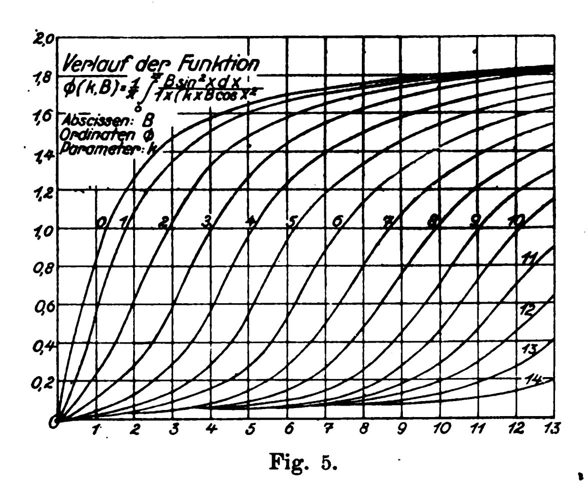


Fig. 5.

In Fig. 5 und Fig. 5a ist der Verlauf der Kurven (31) für verschiedene Werte von k gezeichnet. Diese Φ-Kurven unterscheiden sich von den Möllerschen Schwingkennlinien prinzipiell dadurch, daß sie keinerlei Konstanten der Röhre oder des Kreises enthalten, also allgemein gültig sind. Für später sind folgende Eigenschaften der Funktion $\Phi(k, \mathfrak{B})$ von Wichtigkeit: 1. Sämtliche Φ-Kurven nähern sich asymptotisch der Geraden $y = 2$. 2. Die Funktion $\Phi(k, \mathfrak{B})$ ist in bezug auf k eine gerade Funktion, in bezug auf $\mathfrak{B}$ eine ungerade:

$$\Phi(-k, \mathfrak{B}) = \Phi(k, \mathfrak{B}); \qquad \Phi(k, -\mathfrak{B}) = -\Phi(k, \mathfrak{B}) \tag{39}$$

3. Die Steigung der Φ-Kurve an der Stelle $\mathfrak{B} = 0$ beträgt:

$$\left(\frac{\partial \Phi}{\partial \mathfrak{B}}\right)_{\substack{k = \text{const} \\ \mathfrak{B} = 0}} = \frac{1}{1 + k^2} \tag{40}$$

Aus dem Verlauf der Φ-Kurven ersieht man, daß nur solche Geraden reelle Schnitte mit den Φ-Kurven ergeben, welche eine positive Steigung haben. Nach Gleichung (32) muß dann aber das Produkt NM

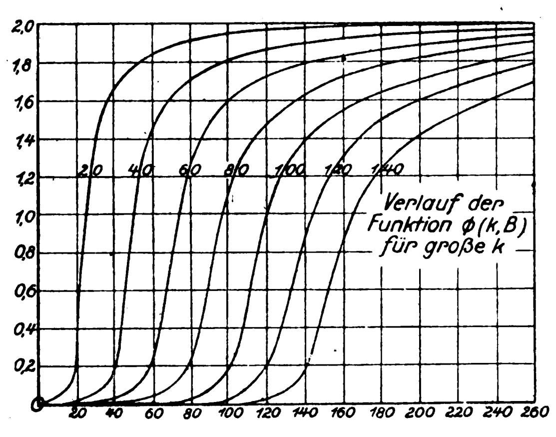


Fig. 5a.

negativ sein, in Übereinstimmung mit dem in Abschnitt 3 gefundenen Ergebnis.

Im allgemeinen erhält man nun 2 Schnitte zwischen Gerade und Φ-Kurve. Welcher davon einer stabilen Lösung entspricht, erkennt man am besten aus der Untersuchung der Energieverhältnisse im Schwingungs- und Anodenkreis.

b) Energiebilanz, Stabilitätskriterium.

Den Energieverbrauch im Schwingungskreis pro Periode erhalten wir, wenn wir für jeden Teil desselben das Integral $\int i\,e\,d\,t$ über die Zeit einer Periode bilden. Es ergibt sich für den Energieverbrauch

im Kondensator $W_c = 0$

im Widerstand $W_R = \frac{\mathfrak{A}^2 R}{2} \tau$

in der Selbstinduktion $W_L = \frac{\mathfrak{A} N \omega}{2\pi} I_s \, \Phi\left(k, \frac{\pi S_0 \omega (M + D N) \mathfrak{A}}{I_s}\right) \tau$

Da M und N verschiedenes Zeichen haben und $\Phi(k, \mathfrak{B})$ in bezug auf $\mathfrak{B}$ eine ungerade Funktion ist, wird dieser Ausdruck negativ, stellt also eine Zufuhr von Energie dar. Im stationären Zustand muß nun die während einer Periode im Widerstand verzehrte Energie gerade durch die Zufuhr aus dem Anodenkreis gedeckt werden, es muß also sein:

$$\frac{\mathfrak{A}^2 R}{2} \tau = \frac{\mathfrak{A} N \omega}{2\pi} I_s \Phi\left(k, \frac{\pi S_0 \omega (M + D N) \mathfrak{A}}{I_s}\right) \tau \tag{41}$$

Dies ist dieselbe Gleichung wie Gleichung (29), nun aber als Gleichung in $\mathfrak{A}$ geschrieben. In dieser Form gibt sie uns leicht Aufschluß über die Frage nach der Stabilität. Vergrößern wir nämlich die dem Gleichgewicht entsprechende Amplitude $\mathfrak{A}$ um $\delta\mathfrak{A}$, so darf im Fall der Stabilität die Zufuhr von Energie aus dem Anodenkreis

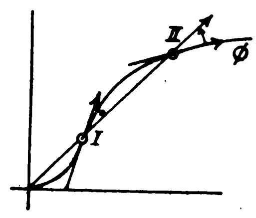


Fig. 6.

nicht ausreichen, um die vermehrte Amplitude aufrecht zu erhalten, während bei einer Verkleinerung um $\delta\mathfrak{A}$ die Zufuhr aus dem Anodenkreis den Energieverbrauch überwiegen muß, so daß die Amplitude wieder bis zum Gleichgewichtszustand zunimmt. Die Durchführung dieses Gedankens führt zu folgendem Kriterium: Wird im Schnittpunkt die Tangente[1]) der Kurve durch eine Drehung $\frac{\text{entgegen dem}}{\text{im}}$ Uhrzeiger in die Schnittgerade übergeführt, so ist die Lösung $\frac{\text{stabil}}{\text{labil}}$. (Vgl. Fig. 6, in der I labil, II stabil.) Fragt man nun noch nach der Herkunft der an den Schwingungskreis gelieferten Energie, so ergibt die Rechnung, daß diese nicht, wie man zunächst meinen könnte, durch eine vermehrte Leistung der Anodenbatterie gedeckt wird — diese ist im Fall $k = 0$ genau gleich, ob

1) Positive Richtung der Tangente im Sinn wachsender Bogenlängen von 0 aus, positive Richtung der Geraden von 0 weg!

im Schwingungskreis Schwingungen vorhanden sind oder nicht —, daß vielmehr durch das Gitter der Anodenstrom so gesteuert wird, daß ein Teil der sonst in kinetische Energie der Elektronen und dann in Wärme verwandelten Energie in den Schwingungskreis geleitet wird. Als Wirkungsgrad η bezeichnen wir das Verhältnis der an den Schwingungskreis pro Periode übertragenen Energie zum Gesamtenergieverbrauch der Röhre in derselben Zeit. Dieses Verhältnis ergibt sich zu

$$\eta = \frac{\frac{1}{\pi}\mathfrak{A}\,N\omega\,\Phi\left(k, \frac{-S_0\,\pi\,(M+D\,N)\,\omega\,\mathfrak{A}}{I_s}\right)}{E_a\left(\frac{1}{2}+\frac{K}{\pi}\right)} \tag{42}$$

Dabei ist K das konstante Glied in der Fourier-Entwicklung Gleichung (27), das nach den Formeln für die Fourierkoeffizienten beträgt:

$$K(k,\mathfrak{B}) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \operatorname{arctg}\,(k+\mathfrak{B}\cos x)\,d\,x \tag{43}$$

Der Wirkungsgrad 1 würde bedeuten, daß die Elektronen gerade noch mit der Geschwindigkeit null die Anode erreichen. Da der Wirkungsgrad 1 nie erreicht werden kann, muß stets sein

$$\frac{1}{\pi}\mathfrak{A}\,N\omega\,\Phi\left(k, \frac{S_0\,\pi\,(M+D\,N)\,\omega\,\mathfrak{A}}{I_s}\right) < E_a\left(\frac{1}{2}+\frac{K}{\pi}\right) \tag{44}$$

Setzt man hierin die für große Amplituden geltenden Näherungswerte 2 für Φ und 0 für K, so wird

$$\frac{2}{\pi}N\omega\,\mathfrak{A} < \frac{E_a}{2} \tag{44 a}$$

Nun ist $N\omega\,\mathfrak{A}$ die Amplitude der vom Schwingungskreis her induzierten Gegenspannung. Wegen obiger Beziehung kann diese nie größer als die Anodengleichspannung werden; der Fall, daß die Anode negativ wird, wobei der Anodenstrom sofort aussetzen würde, kann also nicht eintreten.

c) Diskussion des Ergebnisses für die Amplitude.

Da die später ermittelten Verbesserungen, abgesehen vom Einfluß des Gitterstroms, keine wesentlichen Änderungen an dem für die Amplitude gefundenen Ergebnis hervorrufen, wollen wir dies schon jetzt diskutieren. Die Amplitude berechnet sich nach Gleichungen (30) und (32) aus den Formeln

$$\text{(I)} \quad \Phi(k, \mathfrak{B}) = \frac{-R\mathfrak{B}}{S_0 N(M + DN)\omega^2}$$

$$\text{(II)} \quad \mathfrak{A} = \frac{-\mathfrak{B} I_s}{\pi S_0 (M + DN)\omega}$$

Dazu fügen wir als dritte wichtige Gleichung die Bedingung für das Einsetzen in der Form Gleichung (18a), welche mit demselben Genauigkeitsgrad — Vernachlässigung der Anodenkreisselbstinduktion — lautet:

$$\text{(III)} \quad SN(M + DN)\omega^2 + R = 0$$

Die Gleichung (1) gibt nun $\mathfrak{B}$ als Abszisse des Schnitts der Geraden mit der Steigung

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{-R}{S_0 N(M + DN)\omega^2}$$

und der Φ-Kurve. Die Grenzlage der Geraden, bei der ein Aussetzen der Schwingungen stattfindet, ist offenbar gegeben durch die Tangente von 0 an die Φ-Kurve. Die Grenzlage für das Einsetzen ist dagegen durch (III) gegeben. Setzt man den dortigen Wert für R in die Gleichung für tg φ ein, so ergibt sich

$$\operatorname{tg}\varphi_e = \frac{S}{S_0} = \frac{1}{1 + k^2}$$

Dies ist aber nach Gleichung (40) gerade die Steigung der Φ-Kurve im Ursprung. Wir erhalten also die Grenzlage für das Einsetzen als die Richtung der Tangente an die Kurve in 0, die Grenzlage für

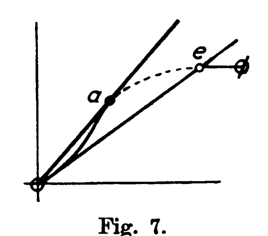


Fig. 7.

das Aussetzen als die Richtung der Tangente von 0 (vgl. Fig. 7). Aus dem Verlauf der Φ-Kurven geht hervor, daß mit zunehmendem k, d. h. mit zunehmender Vorspannung, der Unterschied der beiden Richtungen immer größer wird, während für $k = 0$, d. h. Ruhepunkt im Wendepunkt, beide Richtungen zusammenfallen. Da zu der Grenzlage für das Einsetzen die dem Punkt e in Fig. 7 entsprechende Amplitude

gehört, kann man die Amplituden, welche den zwischen a und e gelegenen Punkten entsprechen, nur dadurch erhalten, daß man nach dem Einsetzen die Kreisdaten, z. B. den Widerstand, ändert. Auf diese Weise gelangt man bis zum Aussetzpunkt a. Da aber auch zu ihm im allgemeinen eine endliche Amplitude gehört, kann man im allgemeinen keine unendlich kleinen Schwingungen herstellen. Eine Ausnahme macht nur der Fall k, bei dem der Schnittpunkt schließlich bis 0 rückt. Da aber dann die Gerade die Kurve berührt, setzt die Schwingung bei der kleinsten Schwankung aus, so daß sie sich praktisch auch hier nicht realisieren läßt. Für die weitere Diskussion wollen wir die Hauptgleichungen noch etwas umformen. Es ist:

$$\frac{R}{S_0 N(M + D N)\omega^2} = \frac{R \cdot \frac{1}{S_0}}{L\omega(M + D N)\omega \frac{N}{L}}$$

$\frac{R}{L\omega}$ ist bis auf den Faktor π das Dekrement δ des Kreises. Da S_0 die Dimension eines reziproken Widerstands hat, ist $\frac{1/S_0}{(M + D N)\omega}$ ganz analog gebaut, wenn auch physikalisch nicht so leicht deutbar. Seinen reziproken Wert wollen wir als neue Variable ε einführen. Endlich geht in (I) noch das Verhältnis $\frac{N}{L}$ ein, das wir mit p bezeichnen wollen. Da nach Gleichung (13) auch k dimensionslos ist, haben wir nach Einführung der Variabeln δ, ε, p außer I_s nur noch dimensionslose Größen. Mit diesen lauten die Hauptgleichungen

$$\text{(Ia)} \qquad \Phi(k, \mathfrak{B}) = \frac{\delta}{\pi \varepsilon p} \mathfrak{B}$$

$$\text{(IIa)} \qquad \mathfrak{A} = \frac{I_s}{\pi \varepsilon} \mathfrak{B}$$

Aus diesen ergibt sich:

Abhängigkeit der Amplitude von I_s: Da I_s nur in (II) vorkommt, ist die Amplitude dem Sättigungsstrom proportional.

Abhängigkeit von δ: Da δ in (II) nicht eingeht, wird durch (II) nur der Maßstab geändert. $\mathfrak{A}$ ist also in bezug auf die Abhängigkeit von δ der Schnittabszisse proportional. Für große $\mathfrak{A}$, wobei links für Φ der Näherungswert 2 gesetzt werden kann, ist die Amplitude umgekehrt proportional zu δ. Graphische Darstellung in Fig. 8. In

dieser, wie in den beiden folgenden Figuren, sind diejenigen Werte der Amplitude, welche nur im stationären Zustand möglich sind, durch gestrichelte Kurven verbunden. Parameter der verschiedenen Kurven ist k. Maßstäbe sind nicht angegeben, da diese erst durch die anderen

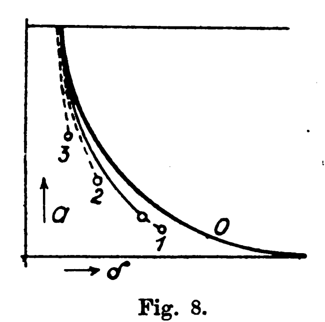


Fig. 8.

in I und II eingehenden Größen, die konstant gehalten sind, bestimmt werden.

Abhängigkeit von p: Auch p geht in (II) nicht ein, so daß das für G gesagte auch für p gilt. Durch Vergrößerung von p wird nun die Neigung der Schnittgeraden immer mehr verkleinert und damit die Schnittabszisse, der die Amplitude proportional ist, vergrößert. Theoretisch wäre diese Vergrößerung der Amplitude erst durch die Energiebeziehung (44) begrenzt, in Wirklichkeit macht aber der Gitterstrom diese Überlegung schon viel früher illusorisch. Immerhin kann man sagen, daß im allgemeinen eine relativ enge Anodenkreiskoppelung vorteilhaft ist.

Abhängigkeit von ε: ε geht in beide Gleichungen ein. Vergrößert man ε etwa durch Verstärkung der Gitterkreiskoppelung M, so wird dadurch zwar die Neigung der Schnittgeraden vermindert und die Schnittabszisse vergrößert. Wegen (II) muß man aber dann auch wieder diese Schnittabszisse durch eine größere Zahl dividieren, um die Amplitude $\mathfrak{A}$ zu erhalten. Aus der Gleichung der Schnittgeraden

$$y = \frac{\delta}{\pi \varepsilon p} \mathfrak{B}$$

und (II) folgt durch Division

$$\mathfrak{A} = \frac{I_s p}{\delta} y$$

In bezug auf die Abhängigkeit von ε ist also die Amplitude der Schnittordinate proportional und nähert sich wie diese asymptotisch

einem Grenzwert. Graphische Darstellung für verschiedene k in Fig. 9.

Abhängigkeit von k: Da k in (II) nicht eingeht, ist die Amplitude zunächst der Schnittabszisse proportional, wir wollen aber die Abhängigkeit von k bei verschiedenen Werten von ε untersuchen, dann

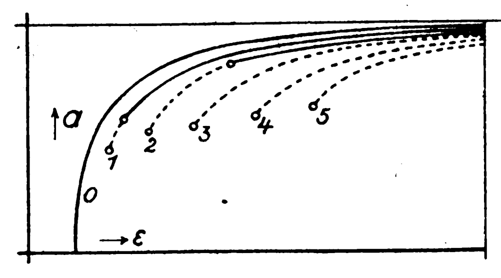


Fig. 9.

sind nach oben die Schnittordinaten die maßgebenden Größen. Als Parameter der in Fig. 10 gezeichneten Kurven ist das Verhältnis $\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$ gewählt, wenn wir den Mindestwert von ε für $k = 0$ mit ε_0 bezeichnen. Aus diesen Kurven, die qualitativ gut mit den von Mauz

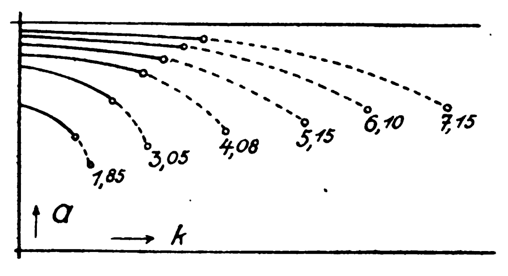


Fig. 10.

und Zenneck[1]) experimentell gefundenen übereinstimmen, geht hervor: Will man, wie es in der drahtlosen Telephonie bei der Gitterbesprechung der Fall ist, mit relativ kleinen Schwankungen von k möglichst große Änderung der Amplitude erzielen, so ist eine lose Gitterkoppelung, d. h. kleiner Wert von ε vorteilhaft. Bei der Untersuchung des Einflusses des Gitterstroms wird es sich noch überdies

1) Mauz und Zenneck, Jahrbuch 19, S. 257.

zeigen, daß die Amplitude im allgemeinen bei verhältnismäßig loser Gitterkoppelung ein Maximum besitzt.

d) Der Einfluß der Anodenkreisselbstinduktion.

Haben wir nach dem oben ausgeführten Verfahren einen ersten Wert für $\mathfrak{A}$ und ω gefunden, so können wir das Ergebnis folgendermaßen verbessern: Zunächst ergibt sich für $k = 0$ als Mittelwert der in Gleichung (24 a) mit r bezeichneten Größe

$$\bar{r} = \frac{\mathfrak{B}}{\Phi(0, \mathfrak{B})} \tag{45}$$

Diese Definition läßt sich auch auf den Fall $k \neq 0$ ausdehnen. Mit diesem Mittelwert von r erhält man als Lösung von Gleichung (24):

$$y = \text{Const} + \frac{\mathfrak{B} \cdot \bar{r}}{c^2 \omega^2 + \bar{r}^2} \cos \omega t + \frac{c \, \omega \, \mathfrak{B}}{c^2 \omega^2 + \bar{r}^2} \sin \omega t \tag{46}$$

Wie man sieht, ist die Drosselwirkung der Anodenkreisselbstinduktion nur vom Quadrat von c abhängig, in zweiter Näherung können wir daher die Drosselwirkung noch immer vernachlässigen. Dagegen ist eine von c selbst abhängig, dem Strom im Schwingungskreis phasengleiche Komponente des Anodenstroms hinzugekommen, die, wie die Rechnung zeigt, die Frequenz ändert. Die Anodenkreisselbstinduktion bewirkt also, daß die Phasenverschiebung zwischen Anodenstrom und Strom im Schwingungskreis nicht mehr genau $\frac{\pi}{2}$ beträgt. Setzen wir den aus Gleichung (46) unter Vernachlässigung der Drosselwirkung für i hervorgehenden Wert in Gleichung (1) ein, so erhält man für die Frequenz nach einiger Umformung

$$\text{(IV)} \quad \omega^2 = \frac{{\omega_0}^2}{1 - D\left(\frac{R}{L\,\omega_0}\right)\left(\frac{R}{(M + D\,N)\,\omega_0}\right)\left(\frac{L_a}{N}\right)}$$

wenn wir $\frac{1}{L\,C} = {\omega_0}^2$ setzen.

Wegen der verschiedenen Zeichen von N und M und der Kleinheit von D erhält das Produkt im Nenner in Wirklichkeit das positive Zeichen, die Frequenz ist bei dieser Schaltung kleiner als die Eigenfrequenz des Kreises. Will man in dritter Näherung auch noch die Drosselwirkung berücksichtigen, so ergibt eine kurze Rechnung, daß man einen verbesserten Wert für die Amplitude erhält, wenn man die

Steigung der zur Lösung von (I) verwendeten Geraden im Verhältnis $\lambda : 1$ vergrößert, wobei

$$\lambda = 1 + \frac{D^2 S_0{}^2 L_a{}^2 \omega^2 \Phi^2 (k, \mathfrak{B})}{\mathfrak{B}^2}. \tag{47}$$

5. Der zeitliche Verlauf des Anschwingungsvorgangs.

Nachdem im 4. Abschnitt die Formeln für die Energieübertragung entwickelt wurden, ist es leicht, den zeitlichen Verlauf des Anschwingungsvorgangs zu verfolgen, so daß wir dessen Untersuchung hier einschalten wollen. Nach dem Vorgang von Zenneck[1]) bei den Lichtbogenschwingungen sehen wir den Anschwingungsvorgang als langsam

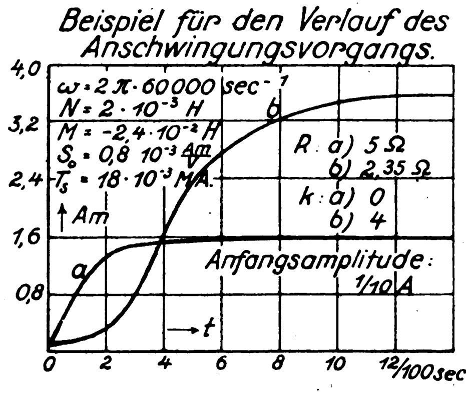


Fig. 11.

gegenüber dem Schwingungsvorgang selbst an, und wählen als Zeitelement für den Anlaufvorgang die Zeitdauer einer Schwingung. Während des Anwachsens der Amplitude überwiegt nun die zugeführte Energie die im Widerstand verzehrte und dient zur Vermehrung des Energieinhalts des Schwingungskreises. Dieser ist bekanntlich

$$W = \frac{L \mathfrak{A}^2}{2} \tag{48}$$

Der Überschuß der Energiezufuhr beträgt in der Zeit dt:

$$d W = \left[\frac{\mathfrak{A} N \omega}{2 \pi} I_s \Phi \left(k, \frac{- S_0 \pi}{I_s} (M + D N) \omega \mathfrak{A} \right) - \frac{\mathfrak{A}^2 R}{2} \right] d t \tag{49}$$

Der Energiezuwachs des Schwingungskreises:

---

1) Zenneck, Ann. d. Physik 43, S. 481.

$$d W = L \mathfrak{A} \, d \mathfrak{A} \tag{50}$$

Durch Gleichsetzen und Integration ergibt sich

$$t = \int\limits_{\mathfrak{A}_0}^{\mathfrak{A}} \frac{2 L \, d \mathfrak{A}}{\frac{N \omega I_s}{\pi} \Phi \left(k, \frac{- S_0 \pi (M + D N) \omega \mathfrak{A}}{I_s} \right) - \mathfrak{A} R} \tag{51}$$

Die Integration muß graphisch ausgeführt werden. In Fig. 11 sind zwei Beispiele durchgeführt a) ohne, b) mit Vorspannung. Aus dem zweiten sieht man, daß bei Vorspannung das Anwachsen zunächst langsam vor sich geht, bis der steile Teil der Kennlinie erreicht ist.

6. Der Einfluß des Gitterstroms.

a) Berechnung der Amplitude ohne Rücksicht auf Gitter- und Anodenkreisselbstinduktion.

Die Ergebnisse des Abschnitts 4 stimmen mit der Wirklichkeit nur dann überein, wenn durch besondere Maßnahmen, welche unten erwähnt werden, der Gitterstrom auf ein kleines Maß reduziert wird. Im allgemeinen werden aber infolge des Gitterstroms die Verhältnisse wesentlich verwickelter. Zur Erlangung eines ersten Wertes für die Amplitude müssen wir, wie im Abschnitt 4a, die Anodenkreisselbstinduktion L_a und außerdem noch die Gitterkreisselbstinduktion L_g vernachlässigen. Im übrigen legen wir jetzt die vollständigen Gleichungen (1) bis (3) und (11) zugrunde. Die Rechnung, die vollständig analog derjenigen in Abschnitt 4a verläuft, führt mit den Abkürzungen

$$\left.\begin{aligned} k_g' &= \frac{S_{g0} \pi}{I_{gs}} [E_g - D_g (E_a - E_a^*) - l_g] \\ \beta_g &= \frac{S_{g0} \pi}{I_{gs}} (M - D_g N) \\ - \beta_g \mathfrak{A} \omega &= \frac{\beta_g}{\beta} \mathfrak{B} \end{aligned}\right\} \tag{52}$$

zur Bestimmung von $\mathfrak{A}$ auf die Gleichung

$$R \mathfrak{A} = \frac{I_s}{\pi} N \omega \left\{ \Phi (k, \mathfrak{B}) - \frac{I_{gs}}{I_s} \Phi \left(k_g, \frac{\beta_g}{\beta} \mathfrak{B} \right) + \frac{M}{N} \frac{I_{gs}}{I_s} \Phi \left(k_g, \frac{\beta_g}{\beta} \mathfrak{B} \right) \right\} \tag{53}$$

Vergleicht man diese Bestimmungsgleichung für $\mathfrak{A}$ mit der entsprechenden Gleichung (29), so erkennt man, daß die rechte Seite um 2 Ausdrücke verkleinert ist (auch der dritte Posten in der Klammer

ist wegen des verschiedenen Zeichens von M und N negativ). Der erste neu hinzugekommene Term rührt daher, daß der Gitterstrom den Anodenstrom vermindert, der zweite kommt von der induktiven Rückwirkung des Gitterstroms auf den Schwingungskreis. Der Schaden, den der Gitterstrom anrichtet, ist also ein doppelter. Außer der Schwächung des Anodenstroms entzieht er auf induktivem Weg dem Schwingungskreis Energie, die sich in kinetische Energie der Elektronen und dann in Wärme verwandelt. Die Gleichung (30) analoge Gleichung für $\mathfrak{B}$ lautet:

$$\Phi(k, \mathfrak{B}) - \frac{N-M}{N} \frac{I_{g\,s}}{I_s} \Phi\left(k_g, \frac{\beta_g}{\beta} \mathfrak{B}\right) = \frac{-R\mathfrak{B}}{S_0(M+DN)N\omega^2} \qquad (54)$$

Dazu kommt wie früher:

$$\mathfrak{A} = \frac{-I_s \mathfrak{B}}{\pi S_0 (M + DN)\omega}$$

auf der linken Seite von Gleichung (54) steht die Differenz zwischen einer einfachen Φ-Kurve und einer Kurve, welche aus einer Φ-Kurve durch bloße Änderung des Abszissen- und Ordinatenmaßstabs hervorgeht. Um das durch den Gitterstrom hervorgerufene Zusatzglied weniger wirksam zu machen, haben wir 2 Möglichkeiten: Da nämlich die Φ-Kurven erst etwa von $\mathfrak{B} = k$ an wesentlich von null abweichen, können wir das Gebiet, in welchem der Einfluß des Gitterstroms unmerklich ist, erweitern, indem wir 1. den Betrag von k_g vergrößern oder 2. durch Verkleinern des Maßstabsfaktors $\frac{\beta_g}{\beta}$ das Knie des Anstiegs möglichst weit hinausrücken. Wenn wir genügend Anodenspannung zur Verfügung haben, kommen wir auf dem ersten Weg stets zum Ziel. Wir brauchen dem Gitter nur eine negative Vorspannung zu geben und die alte Lage des Ruhepunkts auf der Kennlinie durch Erhöhung der Anodenspannung wiederherzustellen. Es sei z. B.

$E_g = 0$ $\quad D = 0{,}08 \quad k = 0 \quad k_g = -110$ const. V

$E_a = E_a^* = 100$ V $\quad D_g = 1 \quad l_g = 110$ const. V

Nimmt man jetzt $E = -10$ V, so muß man, um $k = 0$ wiederherzustellen, E_a auf 225 V erhöhen. Für den Emissionsstrom bleibt dann alles beim alten; für den Gitterstrom aber wird $k_g = 245$ const. V. Damit wird der Punkt des Anstiegs des Gitterstroms auf etwa das Doppelte hinausgerückt. Die 2. Möglichkeit, Änderung des Faktors $\frac{\beta_g}{\beta}$, läßt sich nur durch Variation der Koppelungen N und M durch-

führen, die ihrerseits aber die Amplitude wieder beeinflußt. Um ihre Wirkung zu überblicken, ist eine eingehende Diskussion der Abhängigkeit der Amplitude von den Koppelungen N und M erforderlich, welche wir nun durchführen wollen.

b) Diskussion des Ergebnisses für die Amplitude.

Wir führen wie im Abschnitt 4 als Variable ein: Das Dekrement $\delta = \frac{\pi R}{L \omega}$ und das Verhältnis $\frac{N}{L} = p$. M tritt aber jetzt nicht mehr allein in der Kombination $M + DN$ auf, sondern kommt auch in $M - D_g N$ vor. Wir wählen daher das Verhältnis $\frac{M}{L} = -q$ als weitere Variable. Auf der rechten Seite von Gleichung (54) bleibt dann noch die ebenfalls dimensionslose Größe $\frac{1/S_0}{L\omega}$, welche wir mit ζ bezeichnen. Führen wir für die Maßstabsfaktoren $\frac{\beta_g}{\beta}$ und $\frac{N - M_0}{N} \cdot \frac{I_g}{I_s}$ die Abkürzungen m und n ein, so berechnet sich die Amplitude aus folgendem Gleichungssystem:

$$\text{(V)} \quad \Phi(k, \mathfrak{B}) - n\,\Phi(k_g, m\,\mathfrak{B}) = \frac{\delta \zeta \mathfrak{B}}{\pi p (q - Dp)}$$

$$\text{(VI)} \quad \mathfrak{A} = \frac{I_s \zeta \mathfrak{B}}{\pi (q - Dp)}$$

$$\text{(VII)} \quad m = \frac{S_{g0}}{S_0} \frac{I_s}{I_{gs}} \frac{q + D_g p}{q - Dp}$$

$$\text{(VIII)} \quad n = \left(1 + \frac{q}{p}\right) \frac{I_{gs}}{I_s}$$

$$\text{(IX)} \quad k = \frac{S_0 \pi}{I_s} [E_g + D(E_a - E_a^*)]$$

$$\text{(X)} \quad k_g = \frac{S_{g0} \pi}{I_{gs}} [E_g - D_g(E_a - E_a^*) - l_g]$$

Um aus Röhren- und Generatordaten $\mathfrak{A}$ zu finden, berechne man zuerst die Ausdrücke (VII) bis (IX). Dann zeichne man die Kurve

$$y = \Psi(\mathfrak{B}) = \Phi(k, \mathfrak{B}) - n\,\Phi(k_g, m\,\mathfrak{B})$$

und schneide sie mit der Geraden

$$y = \operatorname{tg} \varphi \frac{\delta \zeta}{\pi \cdot p (q - D p)} \cdot$$

Die Schnittabszisse gibt $\mathfrak{B}$, woraus mittels (VI) $\mathfrak{A}$.

Die Abhängigkeit der Amplitude von den Koppelungen N und M wird gegenüber den im 4. Abschnitt gefundenen Beziehungen in einschneidender Weise verändert. Dort ergab sich mit wachsender Gitterkreiskoppelung Zunahme der Amplitude bis zu einem asymptotisch erreichbaren Grenzwert, mit wachsender Anodenkreiskoppelung fortgesetzte Zunahme bis zu der durch den Wirkungsgrad 1 gezogenen Grenze.

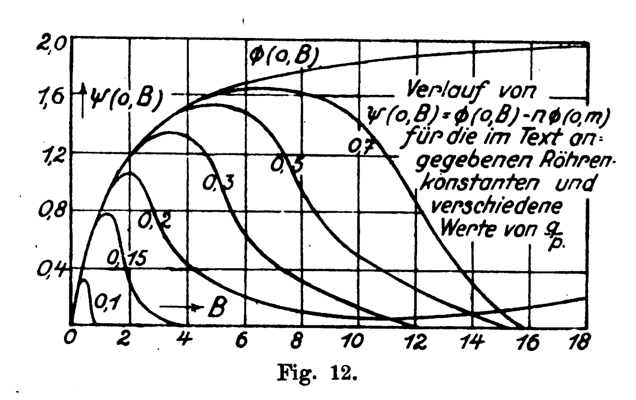


Fig. 12.

Jetzt werden wir finden, daß es sowohl für Gitterkreis- als Anodenkreiskoppelung ein Optimum gibt. Für die weiteren Ausführungen wollen wir die Konstanten der Rukopschen Fig. 4 zugrunde legen, welche im Maßstab der Figur sind:

$$I_s = 6{,}8;\; S_0 = 2;\; I_{gs} = 5;\; S_{g0} = 0{,}64;\; l_g = 27{,}5;\; k_g = 11{,}1$$

und D_g gleich 1 annehmen. Damit ergeben sich die in Fig. 12 für verschiedene $\frac{p}{q}$ gezeichneten zusammengesetzten Φ-Kurven. Da die Maßstabsfaktoren m und n nur von den Verhältnissen $\frac{p}{q}$ abhängen, haben diese zusammengesetzten Φ-Kurven für alle die Werte von p und q Gültigkeit, für welche das Verhältnis gleich den beigeschriebenen Zahlen ist. Der Schnitt der Φ-Kurve mit der zu gleichem p und q gehörenden Geraden, gibt dann $\mathfrak{B}$. Um daraus $\mathfrak{A}$ zu erhalten, müssen wir noch durch $(q - D p)$ dividieren. $\mathfrak{A}$ wird daher den Schnittordinaten proportional. In Fig. 13a ist das Ergebnis zunächst für

$p = 1$ dargestellt. Abszissen sind die q, Ordinaten die Amplituden, Parameter der verschiedenen Kurven die Dekremente δ. Dabei ist bei der mit δ_{max} bezeichneten Kurve 1 der Wert von δ angenommen, bei dem für $q = 0,1$ eben noch Schwingungen möglich sind, bei den anderen Kurven das $^1/_2$, 2, 3, 5fache dieses Werts und der Ordinatenmaßstab der Kurve mit der Dämpfung $n\,\delta$ n-mal vergrößert. Man erkennt aus der Figur: Bei großer Dämpfung (Kurve 5) ist die Abhängigkeit der Amplitude von der Gitterkreiskoppelung dieselbe wie

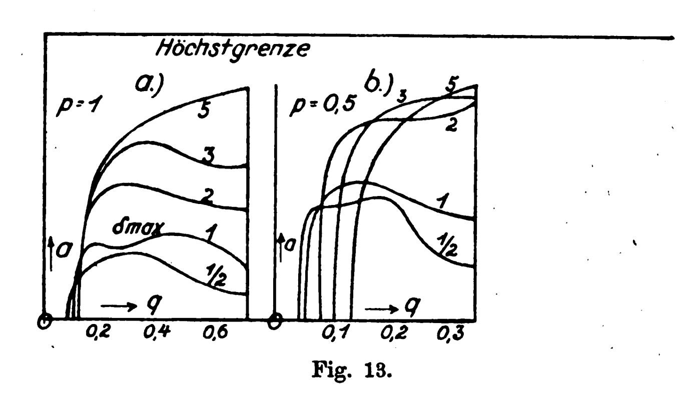


Fig. 13.

sie im Abschnitt 4 gefunden wurde. Die Schnittgerade trifft die Kurve stets im aufsteigenden Ast, der Gitterstrom macht sich nicht bemerkbar. Bei kleinerer Dämpfung (z. B. Kurve 3) schneidet zwar für kleinere q die Gerade die Kurve noch im aufsteigenden Ast, der Schnitt wandert aber mit zunehmendem q auf den absteigenden Ast der Kurve hinüber, dementsprechend bekommt die Kurve der Abhängigkeit von q ein Maximum, bei weiterer Vergrößerung der Gitterkreiskoppelung wird die Amplitude wieder verkleinert. Die Abhängigkeit von q ist aber verschieden je nach dem Wert von p. In Fig. 13b ist die Abhängigkeit von q unter Annahme einer nur halb so großen Anodenkreiskoppelung aufgezeichnet. Die Amplitude ist bei den Kurven mit kleiner Dämpfung bedeutend vergrößert. Die Kurve 3 hat jetzt kein Maximum mehr. Außer durch Variation von q kann man also durch Veränderung von p die Amplitude vergrößern. Dadurch, daß man die $\mathfrak{A}, q$-Kurven für verschiedene Werte von p zeichnet, bekommt man die zusammengehörenden Werte von p und q, denen das absolute Maximum der Amplitude entspricht. In bezug auf die Abhängigkeit von ζ bei festgehaltenem p und q ergibt sich, daß $\mathfrak{A}$

ebenfalls den Schnittordinaten proportional ist. Die Abhängigkeitskurve hat daher ebenfalls ein Maximum.

c) Überblick über den Einfluß der vernachlässigten Größen (Gitter- und Anodenkreisselbstinduktion).

Für den Einfluß der Anodenkreisselbstinduktion gilt das im Abschnitt 4 Gesagte. Aber auch die Gitterkreisselbstinduktion erzeugt eine dem Strom im Schwingungskreis phasengleiche Komponente des Gitterstroms und damit auch, da ja der Gitterstrom vom Emissionsstrom abzuziehen ist, im Anodenkreis. Beim Gitterkreis ist aber noch folgendes zu beachten: In bezug auf den Gitterstrom verhält sich die

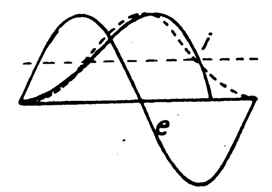


Fig. 14.

Röhre wie ein Ventil, da das Gitter im Gegensatz zur Anode auch zeitweise negativ ist. Dann tritt aber bei Vorhandensein einer Selbstinduktion die zuerst von Papalexi[1]) untersuchte Erscheinung ein. Mit zunehmender Selbstinduktion wird die Zeit, während der Strom fließt, immer länger (Fig. 14). Zerlegt man nun eine derartige Ventilstromkurve in ihre Harmonischen, so ergibt sich, wie in Fig. 14 angedeutet, für die Grundschwingung eine Phasenverschiebung, die wesentlich größer ist, als die bei gewöhnlichen Kreisen aus dem Verhältnis $\frac{L\omega}{R}$ berechnete. Da aber, wie sich im Abschnitt 4 ergab, diese Phasenverschiebung die Frequenz ändert, übt der Gitterstrom dadurch einen relativ großen Einfluß auf die Frequenz aus. So erklärt sich die häufig gemachte Beobachtung, daß eine Änderung der Heizung die Frequenz verändert. Durch die dadurch hervorgerufene Änderung von I_s kommt man nämlich auf einen anderen Punkt der Kennlinie, wodurch der Gitterstrom geändert wird.

1) Papalexi, Ann. d. Physik 39, S. 976.

7. Übertragung der Ergebnisse auf andere Schaltungen.

a) Die verschiedenen Möglichkeiten der Schaltung.

Die bisher betrachtete Grundschaltung wird in der Praxis wenig angewandt. Bei den gebräuchlichen Schaltungen sind die Koppelungen N und M zum Teil nicht induktiv, sondern direkt, indem die Spannung von den Enden der Selbstinduktion oder Kapazität bzw. Teilen derselben abgenommen wird. Je nachdem das erste oder zweite der Fall ist, wollen wir von „Selbstinduktions"- oder „Kapazitäts"-Koppelung reden. Da wir jede der beiden Koppelungen sowohl induktiv wie als Selbstinduktions- wie als Kapazitätskoppelung ausbilden können, lassen sich aus unserer Grundschaltung 8 weitere Schaltungen ableiten, von denen die wichtigsten mit der Grundschaltung verglichen werden sollen.

b) Die Schaltung der Fig. 15.

Gitterkreiskoppelung M induktiv, Anodenkreiskoppelung Selbstinduktionskoppelung. In den meisten Darstellungen dieser am häufigsten behandelten Schaltung findet man die Auffassung, daß sich der Anodenstrom in einen Strom im Selbstinduktions- und einen Strom im Kapazitätszweig teile. Diese Auffassung, die natürlich vom Standpunkt der Rechnung einwandfrei ist, trifft den Kern der Sache nicht. In Wirklichkeit haben wir im Schwingungskreis einen starken Strom i und gleichzeitig fließt durch ihn der schwache Anodenstrom i_a. Wir wollen den Ansatz nun so machen, daß der Gleichstromanteil des Anodenstroms durch den Selbstinduktionszweig, der Wechselstromanteil durch den Kapazitätszweig gehe; den außerdem im Schwingungskreis fließenden Strom nennen wir i. Mit dieser Zerlegung sind die Kirchhoffschen Verzweigungssätze sowohl im Punkt a als im Punkt b erfüllt. Für den Schwingungskreis gilt nun

$$L\frac{di}{dt} + M\frac{di_g}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt - \frac{1}{C}\int i_a\,dt = 0 \tag{55}$$

Die Gitterspannung beträgt

$$e_g = E_g - M\frac{di}{dt} - L_g\frac{di_g}{dt} \tag{56}$$

Die Anodenspannung:

$$e_a = E_a - L\frac{di}{dt} - Ri \tag{57}$$

Solange wir nun die Phasenverschiebung zwischen Strom im Schwin-

gungskreis und Anodenstrom zu genau $\frac{\pi}{2}$ annehmen, was wir bei der Amplitudenberechnung bisher stets getan haben, ist die Frequenz gleich der Eigenfrequenz des Kreises und es ist:

$$-\frac{1}{C}\int i_a\,dt = L\frac{d i_a}{dt} \tag{58}$$

Damit erhält die Gleichung (55) die Form (1) und man erhält die Amplitude, wenn man in den Gleichungen (I) bis (X) N durch L er-

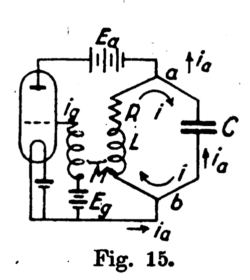


Fig. 15.

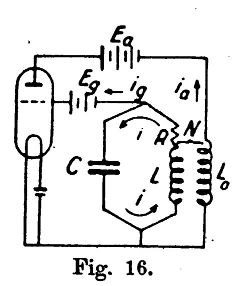


Fig. 16.

setzt. Die Frequenz, die besonders berechnet werden muß, ergibt ohne Berücksichtigung der Einwirkung des Gitterstroms zu

$$\text{(IV a)}\quad \omega^2 = \omega_0^{\,2}\left[1 - \frac{D R}{L\omega_0}\,\frac{R}{(M + D L)\,\omega_0}\right]$$

Da M negativ sein muß, wird sie größer als die Eigenfrequenz des Kreises.

c) Schaltung der Fig. 16.

Anodenkreiskoppelung induktiv, Gitterkreiskoppelung, Selbstinduktionskoppelung. Eine analoge Überlegung ergibt, das für die Amplitudenberechnung M durch L zu ersetzen ist und N negativ sein muß. Die Frequenz wird:

$$\text{(IV b)}\quad \omega^2 = \omega_0^{\,2}\left[1 - \frac{R}{L\omega_0}\cdot\frac{R}{(L + D N)\,\omega_0}\left(1 - \frac{D L_a}{N}\right)\right]$$

Die Abweichung von der Eigenfrequenz ist größer als bei den bisher betrachteten Schaltungen, weil der die Abweichung von der Phasenverschiebung $\frac{\pi}{2}$ hervorrufende Widerstand jetzt im Gitterkreis liegt und daher das Glied Ri nicht mit dem kleinen Faktor D behaftet ist.

d) **Spannungsteilerschaltung.**

Beide Koppelungen sind Selbstinduktionskoppelungen (Fig. 17). In den Gleichungen (I) bis (X) ist M durch $-L_2$, N durch L_1 zu ersetzen. Die Frequenz beträgt

$$\text{(IVc)} \quad \omega^2 = \omega_0^2 \left[1 - \frac{DR}{L\omega_0} \frac{R}{(-L_2 + DL_1)\omega_0} \left(1 - \frac{L_1}{L}\right)\right]$$

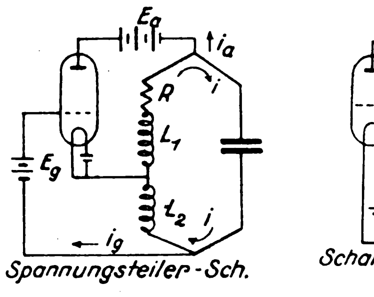


Fig. 17.

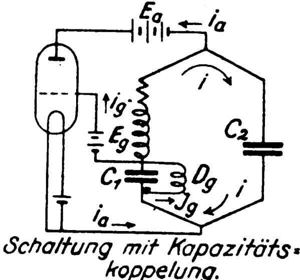


Fig. 18.

e) **Schaltung mit Kapazitätskoppelung.**

Als Beispiel einer Schaltung mit Kapazitätskoppelung sei die in Fig. 18 gezeichnete Schaltung gewählt. Für die Amplitudenberechnung ist M durch $-\frac{1}{C_1\omega_0^2}$, N durch $\frac{1}{C_2\omega_0^2}$ zu ersetzen. Die Frequenz berechnet sich zu:

$$\text{(IVd)} \quad \omega^2 = \omega_0^2 \left[1 + D \frac{R}{\frac{1}{C_1\omega_2}} \cdot \frac{R}{\frac{1}{C_1\omega_0} - \frac{D}{C_2\omega_0}}\right]$$

f) **Allgemeine Bemerkungen.**

In bezug auf die Amplitude ergab sich in erster Näherung eine völlige Analogie der verschiedenen Schaltungen mit der Grundschaltung. Ein Unterschied besteht lediglich in bezug auf die Frequenz und das Verhalten gegen Oberschwingungen. (Näheres über diesen Punkt, der außerhalb des Rahmens dieser Untersuchung fällt, siehe Möller, Die Elektronenröhren.) Es war nun bei Selbstinduktions- und Kapazitätskoppelungen immer angenommen, daß die ganze Selbstinduktion oder Kapazität zur Koppelung verwendet wurde. Dadurch, daß man die auf das Gitter oder die Anode wirkende Spannung nur von einem

Teil abnimmt, gewinnt man die Möglichkeit, die dem Optimum von $\frac{M}{L}$ und $\frac{N}{L}$ entsprechenden, günstigsten Koppelungsverhältnisse auszusuchen.

Zum Schluß ist es mir eine angenehme Pflicht, Herrn Prof. Dr. Zenneck meinen Dank auszusprechen für zahlreiche Ratschläge bei der Ausführung der Arbeit.

Erzeugung gedämpfter elektrischer Schwingungen mit bestimmter Phasenverschiebung.[1])

Von **Wilhelm Fischer.**

1. Aufgabe.

Bei dem Problem der gerichteten drahtlosen Telegraphie ist, sofern die Lösung mit zwei oder mehr Antennen versucht wird[2]), die Hauptaufgabe die Erzeugung von Schwingungen gleicher Frequenz mit bestimmter regelbarer Phasenverschiebung. Für ungedämpfte Schwingungen sind dazu mehrere Methoden möglich; für gedämpfte Schwingungen, welche durch Löschfunken erregt werden, bestand keine brauchbare Anordnung.[3]) Im folgenden soll eine solche besprochen werden, deren Prinzip von J. Zenneck herrührt und noch aus der Zeit vor dem Krieg stammt, als das Löschfunkensystem noch nicht durch die Entwicklung der ungedämpften Systeme überholt war, deren Ausführung damals aber durch den Krieg verhindert wurde.

Die Aufgabe ist folgende: Es sollen in zwei getrennten Schwingungskreisen (Antennen) Schwingungen derselben Frequenz und derselben Dämpfung erzeugt werden, deren gegenseitige Phasenverschiebung von 0^0 bis 90^0 beliebig geregelt werden kann.

Der Anordnung liegt folgender Gedanke zugrunde: In einem Löschfunkensystem entstehen nach dem Einsetzen des Funkens zunächst im Primär- und Sekundärkreis Schwebungen, bis nach einer halben Schwebung der Funke im Primärkreis auslöscht und der Sekundärkreis

---

1) Auszug aus einer Doktordissertation vorgelegt von Wilhelm Fischer, Technische Hochschule München, Juli 1922.

2) Vgl. J. Zenneck, Lehrbuch d. drahtl. Telegraphie. 3. Aufl., S 409ff.

3) Eine Anordnung für Knallfunken ist von L. Mandelstam und A. Papalexi angegeben worden; vgl. Physikal. Zeitschrift 7, S. 303, 1906.

mit seiner Eigenfrequenz und seiner Dämpfung abschwingt. Gelingt es, die Dauer einer halben Schwebung, die „Funkendauer“, in dem einen von zwei gleichgebauten Löschfunkensystemen um Bruchteile einer Periode zu verändern, so muß, wenn für gleichzeitigen Funkeneinsatz in beiden Systemen gesorgt ist, die sekundäre Eigenschwingung in dem einen System um Bruchteile einer Schwingung später oder früher einsetzen als in dem anderen System, d. h. es muß eine Phasenverschiebung zwischen den beiden Sekundärschwingungen bestehen.

Diese Phasenverschiebung hängt von der Differenz der Funkendauer in beiden Systemen ab und da die Funkendauer = einer halben Schwebung ist, von der Schwebungsdauer. Diese ist bekanntlich bedingt durch die beiden Kopplungsfrequenzen und diese einerseits durch die Eigenfrequenzen von Primär- und Sekundärkreis andererseits durch die Stärke ihrer Kopplung.

Es folgt aus dem Gesagten, daß es für die Variation der Phasenverschiebung zwischen den Schwingungen der beiden Systeme zwei Möglichkeiten gibt:

1. Änderung der Verstimmung zwischen Primär- und Sekundärkreisen.
2. Änderung der Kopplung der Sekundärkreise mit ihren Primärkreisen.

2. Herstellung gleichzeitigen Funkeneinsatzes in beiden Systemen.

Voraussetzung für das Gesagte ist, daß die Funken in beiden Systemen gleichzeitig einsetzen: Um dies zu erreichen, war der ursprüngliche Gedanke, die beiden Funkenstrecken einfach in Serie an einen Transformator zu schalten und parallel an jede Funkenstrecke den zugehörigen Schwingungkreis. Hierbei ergaben sich jedoch Schwierigkeiten in der regelmäßigen Funkenzündung. Die Versuche wurden daher mit der Schaltung der Fig. 1 ausgeführt, bei der die beiden Funkenstrecken parallel liegen. Dieselben Resultate sind zu erhalten mit einer einzigen Funkenstrecke, an der die beiden primären Schwingungskreise parallel liegen. Es wurden jedoch für die Messungen stets die zwei getrennten Funkenstrecken verwendet, da mit dieser Schaltung erst der ganze Vorteil der Anordnung erreicht ist, die Möglichkeit, die Speiseleitung der beiden Antennen schon im Niederfrequenzkreis zu trennen.

3. Meßanordnung.

Beschicken wir ein empfindliches evakuiertes Thermoelement mit genügend genau quadratischer Charakteristik gleichzeitig mit zwei phasenverschobenen Schwingungen gleicher Frequenz, gleicher Amplitude J_0 und gleicher Dämpfung, so ist der Ausschlag

$$a_1 = c \cdot J_0^2 (1 + \cos \varphi). \tag{1a}$$

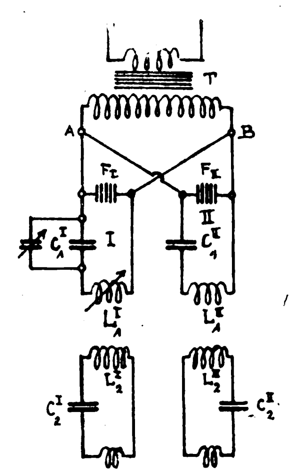


Fig. 1. Versuchsanordnung: 2 Löschfunkenkreise.

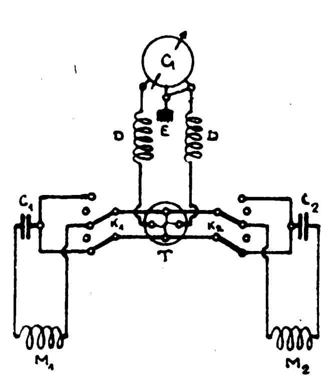


Fig. 2 Meßanordnung.

Kommutieren wir dann die eine Schwingung, so ist jetzt der Ausschlag

$$a_2 = c \cdot J_0^2 (1 - \cos \varphi) \tag{1b}$$

Daraus folgt für die Phasenverschiebung φ

$$\cos \varphi = \frac{a_1 - a_2}{a_1 + a_2} \tag{2}$$

Damit ist das Prinzip der Meßanordnung gegeben; die vollständige Schaltung zeigt Fig. 2. An ein Thermoelement T können einzeln oder parallel zwei gleiche Kopplungsspulen M_1 und M_2 angelegt werden, auf welche je eine Schwingung induziert; vor beide Koppelungsspulen sind Kommutatoren K eingebaut. Zuerst sei nur M_1 angeschaltet; der gemessene Ausschlag sei a_0. Dann werde nur M_2 angeschaltet und die Kopplung von M_2 an ihren erregenden Kreis so geregelt, daß der Ausschlag wieder a_0 wird, die Stromeffekte der induzierten Schwingungen also gleich sind. Nun werden M_1 und M_2 parallel an T ge-

schaltet und der Ausschlag a_1 beobachtet; dann werde M_1 oder M_2 kommutiert und der Ausschlag a_2 gemessen. Aus a_1 und a_2 folgt nach (2) die Phasenverschiebung φ.

In die Spulenleitungen waren bei den Messungen noch zwei Blockkondensatoren C_1 und C_2, in die Galvanometerleitungen zwei Drosseln D aufgenommen.

Ist $\varphi = 0$, so muß a_2 Null und a_1 ein Maximum werden. Ist der Ohmsche Widerstand des Thermoelementes zu vernachlässigen gegenüber der Reaktanz der Spulenzweige, so muß hierbei $a_1 = 4 \cdot a_0$ sein; ist diese Vernachlässigung nicht erlaubt, so ist $4 a_0$ noch mit einer Größe $b^2 < 1$ zu multiplizieren, die sich leicht aus den Größen der Stromzweige ermitteln läßt, zu

$$b = \left[\frac{R - j(\omega L - 1/\omega c)}{2R - j(\omega L - 1/\omega c)}\right]$$

worin R der Ohmsche Wiederstand des Thermoelementes, $L_1 = L_2 = L$ die Selbstinduktion und $C_1 = C_2 = C$ die Kapazität eines Meßzweiges sei.

Bei den Versuchen war für $R = 6$ Ohm, $L = 0{,}019$ mH, $C = 3$ MF und eine Wellenlänge $\lambda = 1300$ m, z. B. $b^2 = 0{,}88$.

Da φ durch jede der Gleichungen (1a) und (1b) und die Beziehung $c J_0^2 = 2 b^2 a_0$ bestimmt ist, liegt in der Messung von a_1 und a_2 eine Kontrolle, ob die beiden durch Gleichung (1a) und (1b) bestimmten Werte identisch sind. Ist dies der Fall, so muß $a_1 + a_2 = 4 b^2 \cdot a_0$ sein. In den später gezeigten Messungen ist die Kontrolle überall bestätigt.

4. Versuchsanordnung.

Das Schwingungsaggregat ist wie Fig. 1 zeigt aufgebaut. An einem Hochspannungstransformator T, der mit Tonfrequenz gespeist wird, liegen die beiden Funkenstrecken F_1 und F_2 parallel; an jeder Funkenstrecke der zugehörige Primärkreis I bzw. II aus L_1 und C_1. An L_1^{I} und L_1^{II} ist je der entsprechende Sekundärkreis aus L_2 und C_2 variabel gekoppelt. Die verwendete Wellenlänge war ungefähr 1300 m. Die beiden Schwingungssysteme I und II sind so aufgestellt, daß sie sich gegenseitig möglichst wenig beeinflussen. Da es bei der ganzen Untersuchung auf außerordentliche Konstanz der Löschvorgänge ankommt, wird eine Funkenstrecke in Wasserstoffatmosphäre nach dem Vorgang von A. Espinosa[1]) verwendet.

---

1) A. Espinosa de los Monteros, Jahrb. d. drahtl. Telegraph. 1, S. 480, 1908.

Die vier Schwingungskreise, zwei primäre und zwei sekundäre, sind nun aufeinander abzustimmen. Vor allem ist es wichtig, daß die beiden Sekundärkreise auf das genaueste dieselbe Frequenz haben, da sonst die angewandte Meßmethode keine Resultate geben kann. Die Abstimmgenauigkeit durch Aufnahme der Resonanzkurven genügt dazu nicht. Die oben angegebene Meßmethode kann leicht zu einer außerordentlich genauen Nullmethode für die Abstimmung umgewandelt werden.[1])

Ist auf diese Weise eine genügend genaue Abgleichung der 4 Kreise erfolgt, so muß, wenn der Meßkreis lose mit den beiden Sekundärkreisen gekoppelt wird, der oben mit a_2 bezeichnete Ausschlag im Galvanometer verschwinden, da bei vollkommener Abstimmung und gleicher Kopplung in beiden Systemen nach den Voraussetzungen $\varphi = 0$ sein muß, wenn tatsächlich die Annahme des gleichzeitigen Funkeneinsatzes bestätigt ist. Wie der Versuch zeigt, verschwindet der Ausschlag a_2 wirklich vollkommen.

5. Phasenverschiebung durch Verstimmung.

Nachdem die Phasengleichheit bei Abstimmung $x = n_1/n_2 = 1$ auf diese Weise nachgewiesen ist, wird in dem einen Primärkreis die Wellenlänge und damit die Funkendauer schrittweise geändert. Die Kopplung des Meßkreises wird jedesmal so geregelt, daß die Einzelausschläge a_0 dem Anfangswert bei Abstimmung, etwa $a_0 = 100$, gleichbleiben, d. h. eine Meßreihe wird mit konstanter Stromamplitude im Meßkreis durchgeführt, so daß auch zur Kontrolle die Summe der Ausschläge a_1 und a_2 gleich bleiben muß $(a_1 + a_2 = 4b^2 \cdot a_0)$. Das Ergebnis dieses Versuches zeigt Fig. 3. Es sind 3 Meßreihen aufgenommen, bei Kopplungen von $6\,^0/_0$, $10\,^0/_0$ und $20\,^0/_0$. Die gemessenen Ausschläge a_1 und a_2 sind durch die dünn ausgezogenen Kurven dargestellt. Die Symmetrie zu der Ordinate $\frac{1}{2} \cdot (a_1)_{\max}$ ist die Kontrolle für die Zuverlässigkeit der Messungen. Die stark ausgezogenen Kurven stellen die nach Gleichung (2) aus a_1 und a_2 berechneten Werte für die Phasenverschiebung φ dar. Es zeigt sich also, daß sowohl durch Verkleinerung der primären Wellenlänge in einem System $(x > 1)$, als auch durch Vergrößerung $(x < 1)$ eine stetige Steigerung der Phasenverschiebung von Null aus erreicht wird, und zwar mit um so kleineren Verstimmungen, je kleiner die Kopplung k ist. Wie die Rechnung ergibt, eilt das verstimmte System so-

---

1) W. Fischer, Jahrb. d. drahtl. Telegraph. 20, S. 302, 1922.

wohl bei $x > 1$ als auch bei $x < 1$ dem unverstimmten um φ voraus. Mit wachsendem φ tritt, vor allem bei festeren Kopplungen und auf der Seite $x < 1$, eine Abflachung der φ-Kurven ein, so daß 90^0 Phasenverschiebung nur mit verhältnismäßig loser Kopplung und Verstimmung $x > 1$ erreicht wird.

Das Ergebnis von Fig. 3 scheint die Erwartungen ausgezeichnet zu bestätigen. Es erfährt jedoch eine wesentliche Einschränkung durch die Kontrolle der Resonanzkurven. Es zeigt sich, daß bei stärkeren

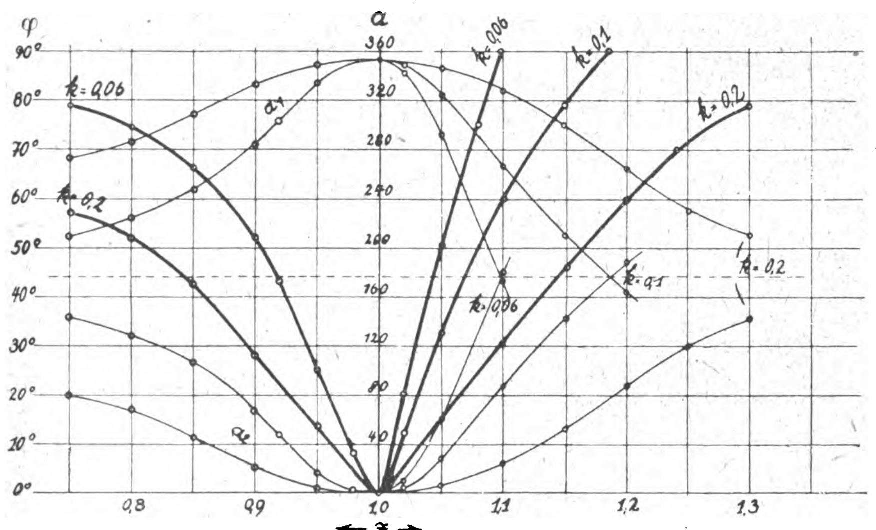


Fig. 3. Phasenverschiebung durch Verstimmung.

Verstimmungen nicht mehr allein die Eigenschwingungen in den Sekundärkreisen auftreten, sondern daneben mehr und mehr die Kopplungsschwingungen (Fig. 4), und zwar im verstimmten und unverstimmten System in verschiedenem Maß (Fig. 5).

Diese Kopplungsschwingungen können kaum von „schlechter Löschwirkung" herrühren. Es ist nötig, zur Erklärung nochmals die Schaltung Fig. 1 heranzuziehen. Betrachten wir ein einziges Löschfunkensystem, so war das Eintreten der ungestörten Eigenschwingungen an die Bedingung gebunden, daß der Primärkreis nach einer bestimmten, möglichst kurzen Zeit, der Funkendauer, unterbrochen war. In unserem Fall aber, wo zwei Primärkreise parallel an den Funkenstrecken liegen, bilden in dem Augenblick, wo der Funke auslöscht, die jetzt in Serie

liegenden Primärkreise einen geschlossenen Kreis $A\, C_1^{\,I}\, L_1^{\,I}\, B\, L_1^{\,II}\, C_1^{\,II}\, A$, der für die beiden Sekundärkreise jetzt als gemeinsamer Primärkreis wirkt. Seine Frequenz ist, sofern die beiden ursprünglichen Primärkreise gleichmäßig gebaut sind, nicht allzusehr verschieden von der des einzelnen Primärkreises, da sich der Betrag der beiden Selbstinduktionen in Serie addiert, der der Kapazitäten in Serie halbiert, so daß das Produkt $L \cdot C$ annähernd erhalten bleibt. Die beiden Sekundärkreise werden in den ihnen gegenüber liegenden Primärspulen wieder

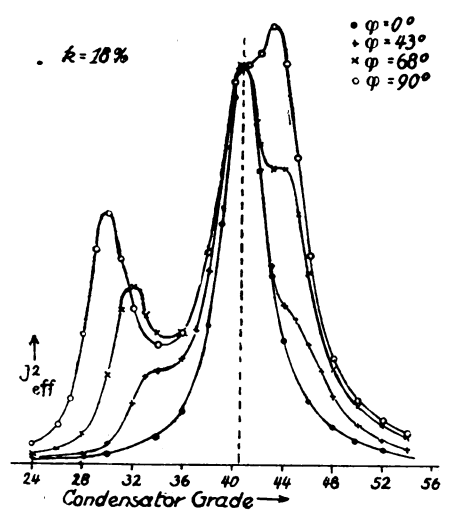


Fig. 4. Resonanzkurven bei verschiedener Phasenverschiebung.

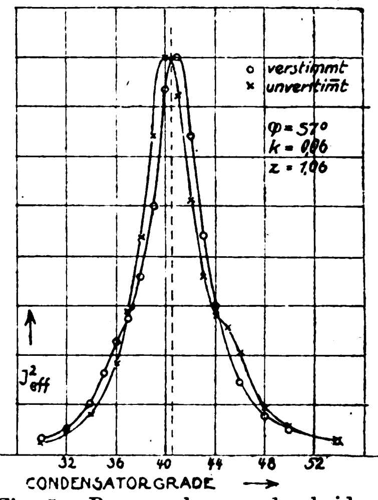


Fig. 5. Resonanzkurven der beiden Sekundärkreise.

E.M.Ke. induzieren. Bei Abstimmung kann aber trotzdem kein Primärstrom entstehen, da die rückinduzierten Spannungen phasengleich, aber entgegengesetzt gerichtet sind. Der neue Primärkreis bleibt also ohne Rückwirkung auf die Sekundärkreise. Tatsächlich zeigt die Aufnahme bei Phasengleichheit auch reine Resonanzkurven. Tritt nun durch Verstimmung des einen Primärkreises eine Phasenverschiebung ein, so heben sich nach Verlöschen der Funken die primären Kopplungsschwingungen nicht mehr ganz auf, es tritt eine Rückwirkung und damit die Erscheinung von Kopplungsschwingungen in den Resonanzkurven auf, die mit Zunahme von φ wächst.

Unter diesen Umständen zeigt natürlich unsere Meßanordnung nicht mehr die Phasenverschiebung der Eigenschwingungen, sondern eine „scheinbare Phasenverschiebung", d. h. sie zeigt das Maß, in dem

sich die Schwingungen der beiden Sekundärkreise bei Überlagerung aufheben. Da es hierauf bei der Richtungstelegraphie in erster Linie ankommt, behält das Meßergebnis immerhin wesentliche Bedeutung. Für kleinere Phasenwinkel ist der Einfluß der Kopplungsschwingungen unbedeutend; für größere darf die Kopplung nicht zu fest gemacht werden.

6. Phasenverschiebung durch Kopplungsänderung.

Der zweite Weg zur Herstellung von Phasenverschiebung ist die Änderung der Kopplung in dem einen der beiden Systeme. Wir lassen also jetzt alle 4 Kreise aufeinander abgestimmt, belassen ferner die Kopplung im System II auf einem Festwert k_{II} und verändern k_I. Das Meßergebnis ist, in entsprechender Weise wie bei Fig. 3, in Fig. 6

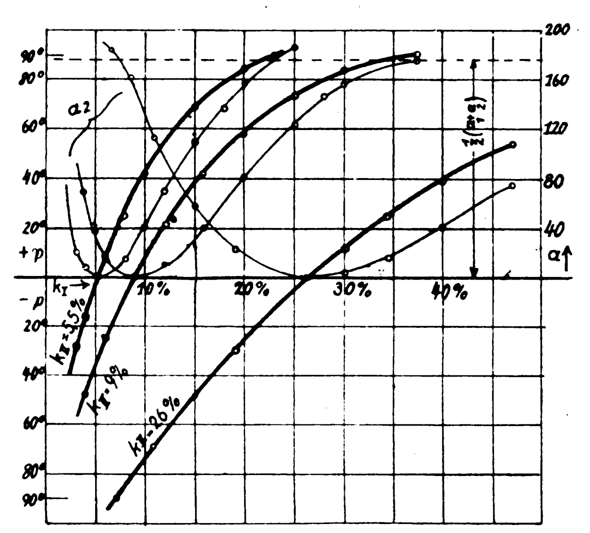


Fig. 6. Phasenverschiebung durch Koppelungsänderung.

dargestellt. Es ist zur Vereinfachung nur a_2 (dünn ausgezogen) und die Symmetrielinie (gestrichelt) gezeichnet, zu der a_1 symmetrisch zu a_2 zu ergänzen wäre. Für drei verschiedene Festwerte $k_{II} = 26\,^0/_0$, $9\,^0/_0$, $5{,}5\,^0/_0$ sind abhängig von der Kopplung k_I die Phasenwerte (stark ausgezogen) gezeichnet. Wie die Figur zeigt, muß, um eine bestimmte Phasenverschiebung zu erreichen, der Kopplungsfaktor k_I in um so weiteren Grenzen geändert werden, je fester der Ausgangswert k_{II} ist. Bei loseren Kopplungen sind Phasenverschiebungen bis

zu 90° zu erreichen. Wie die Theorie zeigt, eilt das System mit der festeren Kopplung voraus. Bildet man das Verhältnis k_{I}/k_{II}, wobei System II immer das mit der loseren Kopplung sei, so zeigt sich, daß, wenigstens in dem Kopplungsbereich von 10—40% mit genügender Genauigkeit, ein bestimmtes Verhältnis der Kopplungskoeffizienten unabhängig vom Ausgangswert immer dieselbe Phasendifferenz liefert.

Auch hier tritt wieder die Einschränkung des Phasenbegriffs durch die Störung durch Koppelungsschwingungen ein. Fig. 7 zeigt bei

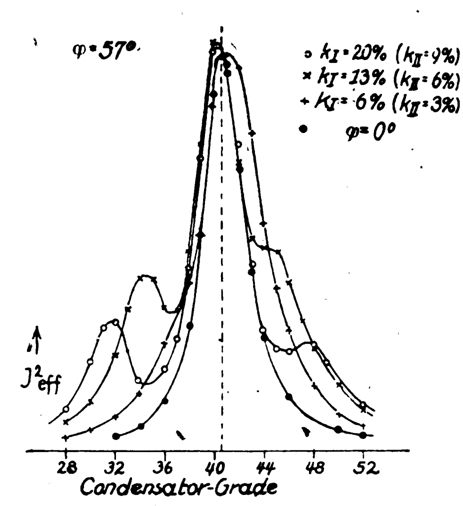


Fig. 7. Resonanzkurven für $\varphi = 87°$ bei verschiedenen Koppelungen.

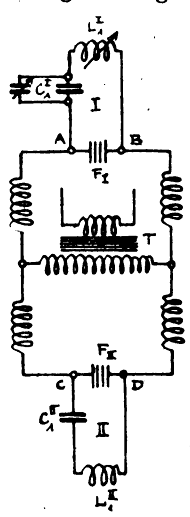


Fig. 8. Schaltung mit Drosseln.

einem scheinbaren Phasenwinkel von 57° für verschiedene Koppelungen die Resonanzkurven des Kreises mit der festeren Koppelung. Die Kopplungsfrequenzen rücken um so weiter auseinander, je fester die Kopplung ist. Man kann bei diesem Phasenwinkel noch nicht sagen, daß die Verhältnisse bei Kopplungsänderung wesentlich ungünstiger sind als bei Verstimmung. Das Maximum der Eigenschwingung überragt noch weit die Kopplungsschwingungen. Für Phasenwinkel in der Höhe von 90° werden die Verhältnisse allerdings unbrauchbar.

7. Einführung von Drosseln.

Aus der Erklärung der Kopplungsschwingungen heraus liegt ein Weg zu ihrer Beseitigung nahe. Wenn in Fig. 1 in die Zuleitungen von A und B nach den Funkenstrecken genau gleiche Hochfrequenz-

drosseln gelegt werden, so daß eine Schaltung nach Fig. 8 entsteht, so ist nach Verlöschen des Funkens wohl auch noch ein geschlossener Primärkreis vorhanden; dieser hat jetzt aber eine von der Eigenfrequenz der Sekundärkreise so abweichende Eigenfrequenz, daß keine Resonazu und gegenseitige merkliche Beeinflussung mehr eintritt. Die sekundären Resonanzkurven dürften also jetzt auch bei höheren Phasenwinkeln keine Abweichungen von der normalen Form zeigen. Die Messungen bestätigen diese Annahme vollauf bei allen erreichbaren

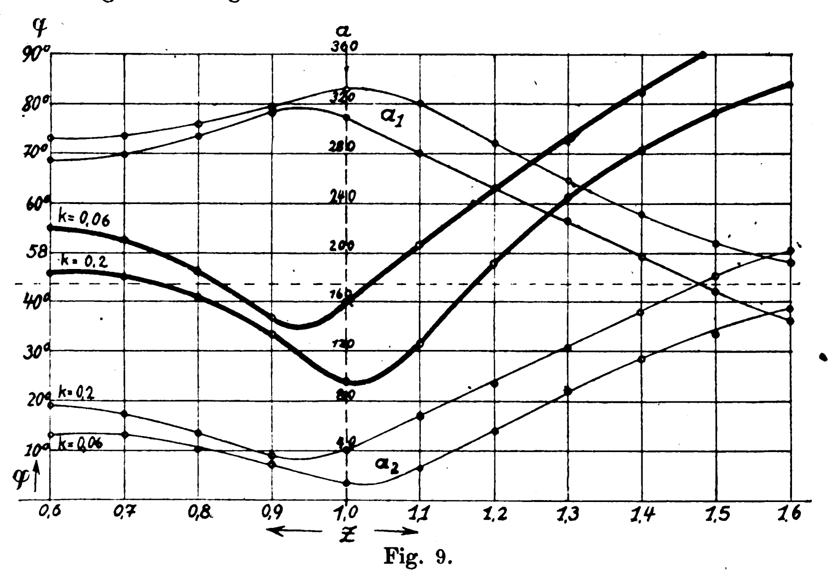


Fig. 9.

Phasenwinkeln und allen Kopplungen. Für diesen Vorteil tritt jedoch eine andere Schwierigkeit auf. Fig. 9 zeigt die (der Fig. 2 entsprechende Charakteristik der Phasenverschiebung bei Verstimmung. Bei $z = 1$ ist der Ausschlag a_2 nicht Null wie ohne Verwendung von Drosseln. Es muß also eine gewisse Anfangsphase bestehen. Daß es sich tatsächlich um eine solche handelt und nicht um Nebeneinflüsse auf die Meßanordnung unmittelbar, beweist die immer noch vorhandene Konstanz von $a_1 + a_2$, die ja eine Kontrolle dafür bildet, daß die Ausschläge a_1 und a_2 nur von dem Maß bedingt sind, in dem sich die beiden Schwingungen aufheben oder verstärken. Da außerdem durch die Resonanzkurven nachgewiesen ist, daß in beiden Kreisen nur die Eigenschwingungen vorhanden sind, und diese einander gleich sind, kann die Meßmethode nur Phasenverschiebungen angeben.

Daß mit Einführung der Drosseln die Verhältnisse wesentlich verwickelter werden, geht auch daraus hervor, daß bei Abstimmung die vorher beobachtete starke Wirkung der einseitigen Kopplungsänderung jetzt so abgeschwächt erscheint, daß auch mit ganz kräftiger Kopplungsänderung kaum eine größere Phasenänderung als etwa 15^0 nach oben und unten von der Vorphase aus erreicht werden konnte. Wodurch der Wert der Vorphase bestimmt ist, läßt sich aus den aufgenommenen Daten kaum übersehen. Er hängt etwas von der Kopplung ab und hatte bei den Versuchsverhältnissen ein Minimum von ungefähr 20^0 bei mittleren Kopplungen ($10\,^0/_0$ bis $25\,^0/_0$).

Auffallend ist, daß jetzt viel stärkere Verstimmungen für eine bestimmte Phasenverschiebung nötig sind als ohne Drosseln. Bei $k = 6\,^0/_0$ wurde z. B. vorher 90^0 erreicht bei $z = 1{,}1$; jetzt ist eine Verstimmung von $z = 1{,}33$ dazu nötig. Der Einfluß der Kopplung wirkt in demselben Sinn wie vorher, daß die „Phasenempfindlichkeit" wächst mit abnehmender Kopplung.

Soviel ist jedenfalls zu ersehen, daß die Phasenverschiebung von einem bestimmten Minimum aus bis 90^0 durch Verstimmung beliebig geregelt werden kann, ohne daß in den Resonanzkurven irgendeine Störung auftritt, so daß hierdurch gerade das vorher ungünstige Gebiet hoher Phasenwinkel bestritten werden kann.

8. Stromeffekt.

Zur Beurteilung der Anordnung ist das Verhalten des sekundären Stromeffektes noch wichtig. Darüber genügt es anzugeben, daß bei der Schaltung ohne Drosseln mit zunehmender Verstimmung der sekundäre Stromeffekt anfangs langsam, später etwas rascher abnimmt, bei $30\,^0/_0$ Verstimmung ungefähr um $30\,^0/_0$ und zwar in beiden Systemen anfangs ganz gleich; erst bei höheren Phasenwinkeln nimmt er im verstimmten System etwas rascher ab als im unverstimmten. Anders bei Verwendung von Drosseln. Hier bleibt der sekundäre Stromeffekt im unverstimmten System nahezu konstant, während er im verstimmten ähnlich wie vorher mit zunehmender Verstimmung sinkt. Dadurch treten auch schon bei kleineren Phasenwinkeln beträchtliche Differenzen der Stromeffekte in beiden Kreisen auf, die bei dem starken Verstimmungsbedarf bei Drosselschaltung für größere Phasenwinkel rasch wachsen.

Bei dem 2. Weg der Phasenerzeugung, der einseitigen Kopplungsänderung, treten, wie nach den Untersuchungen von Riegger[1]) zu er-

1) H. Riegger, Jahrb. d. drahtl. Tel. 5, S. 35, 1911.

warten war, größere Unregelmäßigkeiten des Stromeffektes bei beiden Schaltungsarten auf.

9. Zusammenfassung.

Das Ergebnis der beschriebenen Untersuchung ist zusammengefaßt folgendes: Mit Hilfe der Schaltanordnung Fig. 1 ist es möglich, auf doppelte Weise eine beliebige Phasendifferenz der sekundären Schwingungen zweier Löschfunkensysteme zu erzeugen. Erstens durch Verstimmung des einen Primärkreises sowohl nach größeren als auch nach kleineren Frequenzen hin; erstere verdient insofern den Vorzug, als sie etwas stärkere Phasenverschiebungen bewirkt als die Verstimmung nach kleinerer Frequenz. Die bei einer gewissen Verstimmung erreichte Phasenverschiebung ist abhängig von der Kopplung der beiden Kreise; sie wächst rasch mit abnehmender Kopplung. Die Verringerung der Kopplung steigert also auf der einen Seite die Regulierfähigkeit der Phase, drückt aber natürlich auf der anderen Seite den Gesamtwirkungsgrad stark herunter. Die Erscheinung von Kopplungsschwingungen bei größeren Phasenwinkeln beeinträchtigt das Ergebnis insofern, als einerseits die Reinheit der Betriebsschwingungen gestört wird, andererseits das Meßresultatt nur eine „Scheinphase" angibt. Diese Störung kann vollkommen beseitigt werden durch Einführung von Drosselspulen nach Schaltung Fig. 8. Da jedoch hierbei der Bereich kleiner Phasenwinkel von Null bis zu einem gewissen Anfangswert, der Vorphase, nicht realisierbar ist, ist diese Verbesserung nur für größere Phasenwinkel zu verwenden. Nur für solche ist sie aber auch nötig, da bei kleineren Phasenwinkeln der Einfluß der Kopplungsschwingungen bei der ursprünglichen Schaltung gering ist. Durch die Einführung von Drosseln wird allerdings noch ein weiterer Nachteil mit in Kauf genommen; die sekundären Stromeffekte sind in den beiden Kreisen sehr verschieden, während sie ohne Drosseln nur geringe Differenzen zeigen.

Neben diesem ersten Weg der Verstimmung führt der zweite der einseitigen Kopplungsänderung bei Betrieb ohne Drosseln zu demselben Ziel. Für das Auftreten von Kopplungsschwingungen gelten dieselben Einschränkungen wie oben. Er ist bezüglich der Regulierfähigkeit der Phase und der Reinheit der Schwingungen dem der Verstimmung gleichwertig, so lange man nicht zu sehr großen Phasenwinkeln geht.

Das gleichzeitige Auftreten atmosphärischer Störungen.

Von **M. Bäumler.**

(II. Mitteilung aus dem Telegraphentechnischen Reichsamt.)

In einer ersten Mitteilung[1]) über das gleichzeitige Auftreten atmosphärischer Störungen beim Empfang funktelegraphischer Zeichen habe ich gezeigt, daß ein großer Teil der sogenannten Knacker nicht örtlichen Ursprungs ist, sondern aus größeren Entfernungen kommen muß, da er auf zwei 100 km voneinander gelegenen Beobachtungsstellen mit objektiven Schreibanordnungen gleichzeitig aufgezeichnet worden ist. Die in der ersten Mitteilung erwähnten Versuche zwischen Berlin, Strelitz und Hamburg sind zum Abschluß gekommen. In Hamburg hatte Herr Prof. H. G. Möller freundlichst die Registrierung der Störungen übernommen; die Apparatur war der in Berlin und Strelitz verwendeten genau nachgebildet.

Die Beobachtungen erstrecken sich auf die Zeit vom 23. Juli 1921 bis 28. Februar 1922 zwischen Hamburg und Strelitz und vom 1. Dezember 1921 bis 28. Februar 1922 zwischen Hamburg, Strelitz und Berlin. Von den Streifen, die von den drei Stationen einliefen, wurden 318 einwandfreie Paare herausgesucht, die einen Vergleich zwischen Hamburg und Strelitz gestatten, 45 Paare zum Vergleich zwischen Strelitz und Berlin und 31 Tripel zum Vergleich zwischen Hamburg, Strelitz und Berlin. Die gleichzeitigen Beobachtungen verteilen sich demnach wie folgt:

a) zwischen Strelitz und Hamburg = 318 Beobachtungen, Entfernung 210 km,
b) zwischen Strelitz und Berlin = 45 Beobachtungen, Entfernung 100 km,
c) zwischen Berlin, Strelitz und Hamburg = 31 Beobachtungen, Entfernung Berlin—Hamburg 260 km.

Damit die Ergebnisse der drei Beobachtungsreihen besser miteinander verglichen werden können, ist die Zahl der in Berlin und Hamburg aufgezeichneten Störungen auf je 100 Störungen in Strelitz während derselben Zeitabschnitte bezogen worden. Bei den einzelnen Beobachtungsreihen entfallen hiernaeh auf

a) 100 aufgezeichnete Störungen in Strelitz, 90 in Hamburg, davon gleichzeitig 69,
b) 100 aufgezeichnete Störungen in Strelitz, 318 in Berlin, davon gleichzeitig 93,

---

1) M. Bäumler, Über das gleichzeitige Auftreten atmosphärischer Störungen, Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph., Bd. 19, S. 102.

c) 100 aufgezeichnete Störungen in Strelitz, 110 in Hamburg, 543 in Berlin, davon gleichzeitig in Berlin, Strelitz und Hamburg 74.

Die im Vergleich zu Strelitz hohe Zahl der Störungen in Berlin wird nach den Feststellungen des Verfassers durch den großstädtischen Betrieb der elektrischen Bahnen und Starkstromleitungen verursacht.[1]). In der Großstadt Hamburg wäre dann eine ähnlich hohe Störungszahl zu erwarten gewesen. Die geringe Zahl der in Hamburg geschriebenen Störungen ist auf die sehr lose Kopplung der Empfangskreise bei der Aufnahme der Eiffelturmzeitzeichen (Welle 2800 m) zurückzuführen. Die lose Kopplung mußte zur Unterdrückung der Zeichen der 500 m von der Beobachtungsstelle entfernt gelegenen Funkstelle des Telegraphenamtes Hamburg (Welle 2400 m) angewendet werden. Um so bemerkenswerter ist die große Anzahl der gleichzeitigen Störungen.

Durch die neuen Versuchsergebnisse wird die in der ersten Mitteilung geäußerte Auffassung gestützt, daß ein Teil der scharfen Knacker nicht örtlichen Ursprungs ist, sondern aus Entfernungen kommt, die groß sind gegen die Entfernungen der Beobachtungsstellen voneinander. Hervorheben möchte ich hierbei, daß beim Vergleich der gleichzeitigen Streifen der drei Beobachtungsstellen, die in Berlin und Hamburg festgestellten gleichzeitigen Störungen sämtlich auf der geographisch dazwischen liegenden Station Strelitz geschrieben worden sind.

In der oben erwähnten ersten Abhandlung war es als möglich hingestellt worden, aus der wechselnden Größe der Ausschläge der Störungszeichen zweier Streifen festzustellen, ob eine Störung näher an der einen oder an der anderen Antenne gelegen habe. Die Registrierstreifen haben bisher ergeben, daß das Amplitudenverhältnis zwischen Zeitzeichen und gleichzeitigen Störungsausschlägen während derselben Zeiten stets das gleiche geblieben ist und sich nicht verändert hat. Eine Aussage über die Lage des Ursprungsorts der Störungen zur Antenne kann daher nicht gemacht werden; vielmehr ist dieses negative Verhalten ein weiterer Anhalt dafür, daß der Ursprungsort der gleichzeitigen Störungen in großen Entfernungen zu suchen ist.

Die große Zahl der örtlichen Störungen in Berlin konnte auch bei den neuen Beobachtungen wieder festgestellt werden.

Die Untersuchung wird auf größere Entfernungen fortgesetzt.

---

1) Beobachtungen während der Stillegung der Elektrizitätswerke in Berlin Anfang Februar 1922, Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph., Bd. 19, S. 109.



Fortschritte russischer Radiotechnik 1918—1921.

Von **Valerian Baghenoff.**[1])

1. Durch die Blockade des Auslandes waren die russischen Radio-Ingenieure fast vollständig von der Außenwelt abgeschlossen. Nur sehr selten konnten sie, durch aufgenommene Radiogramme oder durch eine zufällige Nummer einer technischen Zeitschrift von den Fortschritten der Funkentechnik im Ausland erfahren. Daher mußten sie bis 1921 in der Wissenschaft ihrer technischen Arbeiten das ganze Maximum von schöpferischer Wirksamkeit in theoretischen und experimentellen Untersuchungen anwenden, das überhaupt bei der allgemeinen Lage Rußlands aufgebracht werden konnte.

Es soll hier von den Leistungen berichtet werden, die auf dem Gebiet der Radiotechnik selbständig von russischen Gelehrten und Ingenieuren in der Zeit von 1918—1921 gebracht wurden. Das meiste Material dieses Artikels stammt aus Sitzungsprotokollen des Vereins russischer Radio-Ingenieure (Rori) und aus Berichten des russischen Komitees für Erfindungswesen. In dieser Arbeit ist alles weggelassen, was auf dem Gebiet der Militärfunkentechnik geleistet worden ist. — In Rußland sind alle Gelehrten und Ingenieure, die auf dem Gebiet der Radiotechnik arbeiten, in einer privaten wissenschaftlich-technischen Gesellschaft zusammengeschlossen (Rori), die am 31. März 1918 von 34 Gelehrten und Ingenieuren gegründet wurde. Diese Gesellschaft zählt jetzt ungefähr 200 Mitglieder. Sie hat ihren Sitz in Moskau und Zweigniederlassungen in den Städten: Petrograd, Nischnij-Nowgorod, Kiew und Odessa. Als Tochtergesellschaft ist der „Rori" die Turkestansche Radiotechnische Gesellschaft „Taschkent" angeschlossen. Vorsitzender der „Rori" (seit 1919) ist Professor der Moskauer Technischen Hochschule M. W. Schuleikin, Vize-Vorsitzender seit 1922 Ingenieur S. M. Eisenstein, Sekretär seit 1919 der Verfasser. Über die einzelnen Arbeiten der Mitglieder der Gesellschaft wird im folgenden berichtet; charakteristisch für die Arbeit der Gesellschaft insgesamt sind die wissenschaftlich-technischen Sitzungen, die in Moskau und Petersburg wöchentlich stattfinden. — Die Radio-Laboratorien Rußlands sind zur besseren Koordination der gesamten wissenschaftlich-technischen Arbeit in ein behördliches Organ zusammengeschlossen,

1) Dieser erste außerrussische zusammenfassende Bericht über die Gesamttätigkeit russischer Radioforscher von berufenster Feder, dürfte für unsere Leser von besonderem Interesse sein. Die Redaktion.



das der wissenschaftlich-technischen Abteilung des Obersten Volkswirtschaftsrats Rußlands angehört und „Radio-Assoziation" heißt. „Rori" ist als einzelnes Glied der „Radio-Assoziation" angeschlossen. Es bestand also schon seit Juni 1921 in Rußland ein Organ, das im Maßstabe unseres Landes fast dieselbe Aufgabe hatte wie die U.R.S.I. (Union Radiotechnique scientifique Internationale); Präsident der Radio-Assoziation ist Professor A. A. Petrwoski, Petrograd, Vize-Präsident Professor M. W. Schuleikin, Moskau, und Ehrenschriftführer der Verfasser, Moskau.

Man kann wohl mit Recht sagen, daß das Elektronenrelais in den letzten Jahren das bevorzugte Forschungsobjekt für die ausländische Radiotechnik geworden ist; bei uns erschien es 1917 als Vorbild in Form der 3-Elektronenröhren französischer Verstärker und hat die nicht geringe Aufmerksamkeit der russischen Radioingenieure auf sich gezogen. Ingenieur M. A. Bontsch-Bruewitsch war der erste, der in Rußland die Organisation der Herstellung dieser Röhren zum Gebrauch als Empfänger und Verstärker für Feld-, Militär- und Groß-Radiostationen unternahm, und zwar schon 1917 in den Werkstätten der Radiostation Twer, wo er damals tätig war. Nach der Gründung der Radiolaboratorien in Nischnij-Nowgorod vom Volkskommissariat für Post und Telegraph übersiedelte Bontsch-Bruewitsch nach dort und beschäftigte sich mit der Massenfabrikation von Kathodenrelais (Typ P. R. I. Relais für Empfänger- und Verstärkerzwecke.) Diesen Typ hat Bontsch-Bruewitsch einer ganzen Reihe konstruktiver Verbesserungen unterworfen, die in Rußland patentiert sind; z. B. federnde Aufhängevorrichtungen zur Verhütung von Erschütterungen der Röhre, das Gitter mit 2 Herausführungen, mit deren Hilfe beim Auspumpen die Elektroden zum Glühen gebracht werden. Interessant ist die wissenschaftlich-technische Arbeit dieses Ingenieurs neben der großen konstruktiven Arbeit zur Schaffung dieses Typs von Röhren (siehe russische Zeitschrift „Radio-Technik" Nr. 7, August 1918). Als uns im Jahre 1921 die theoretischen Überlegungen auf demselben Gebiet von deutschen und englischen Gelehrten bekannt wurden, sah man, daß sie im Grundgedanken sehr gut übereinstimmten mit den Betrachtungen, die Bontsch-Bruewitsch schon 1919 angestellt hatte; aber er hat seine Überlegungen von einem ganz anderen Standpunkt aus geführt (siehe „Theorie des Triod" von Professor Bontsch-Bruewitsch, russische Zeitschrift „Telegraphie und Telephonie ohne Draht" Nr. 10, 1921). Die ersten Muster solcher Röhren kamen 1919 auf russischen Radiostationen in Betrieb, und bis 1922 waren die Werk-

stätten der Radiolaboratorien in Nischnij-Nowgorod fast der einzige Lieferant von Empfänger-Kathodenrelais für den Gebrauch in allen russischen Empfangsstationen. — Ende 1921 hat Professor M. N. Bogoslowski in seiner Werkstatt beim ersten Polytechnischen Institut in Petersburg die Massenfabrikation von Kathodenröhren organisiert. Als Muster benutzte er hauptsächlich französische Röhren mit kleinen Konstruktionsverbesserungen. — Auch die staatlichen Werkstätten von Odessa lieferten Anfang 1922 Verstärkerlampen eigener Konstruktion.

Auf dem Gebiet der Fabrikation von Senderröhren für große Leistungen verdienen die Arbeiten von Professor Bontsch-Bruewitsch und Professor A. A. Tschernischoff Beachtung. Der erste hat im Laboratorium von Nischnij - Nowgorod bei Senderröhren für große Leistungen Anoden mit Wasserkühlung angewendet, die folgende originelle Konstruktion haben: sie sind aus einem Kupferrohr hergestellt, an das unter einem Winkel von 90^0 vier Kontaktbacken gelötet sind; diese bilden Kammern. Zu jeder Kammer ist ein Glühfaden sowie ein Gitter an einem Glasstab befestigt. Solche Vorrichtung ermöglicht gute Kühlung der Anode und erhöht die Leistung, die man durch das Relais schicken darf. Solche Relais großer Leistung sind von Professor Bontsch-Bruewitsch bei der Radiotelephoniestation in Moskau angewendet worden und haben sehr gute Resultate ergeben. Professor A. A. Tschernischoff hat im Radiolaboratorium des Polytechnischen Instituts in Petersburg schon 1918 mit der Fabrikation von Senderröhren großer Leistung und Gleichrichtern begonnen, bei denen zwecks Heizung der Glühkathoden vorher eine Entladung zwischen Hilfskathode und Hauptkathode bei einer bestimmten konstanten Spannung zustande gebracht wird. Anode und Gitter werden wassergekühlt. Die Anode ist aus einem Platingefäß hergestellt, das auf einem Glasrohr sitzt. Im Glasrohr befindet sich Wasser in beständiger Zirkulierung. Diese Wasserzirkulierung berührt die Stellen größter Wärmeentwicklung. Bei genügend geringer Stärke der metallischen Wand wird eine gute Kühlung bewirkt und die Möglichkeit gegeben, die Leistung der Senderröhren zu erhöhen. Im Anfang seiner Forschungsarbeiten mußte der Erfinder eine große Anzahl technischer Schwierigkeiten überwinden, was viel Zeit in Anspruch genommen hat. Die Hauptsache war, ein hohes Vakuum zu erhalten (10^{-6} bis 10^{-8} mm). Erst 1921 hat man durch verschiedene konstruktive Hilfsmittel dieses Vakuum erreicht. Von diesen Hilfsmitteln verdient besondere Aufmerksamkeit ein neuer Typ einer Quecksilberkondensationspumpe System A. A. Tschernischoff und J. K. Schmidt. Das Charakte-

ristische dieser Pumpe ist die Kondensation des Quecksilberdampfes an einer mit Wasserkühlung versehenen metallischen Wand, die mit den anderen Glasteilen der Pumpe durch einen Platinzylinder von geringer Wandstärke verbunden wird.

Das beste Resultat der Anwendung von Kathodenröhren kleiner und großer Leistung in Rußland bieten 2 Typen von Sendern für Radiotelephonie, von denen der eine von A. T. Ugloff erfunden wurde, der andere von dem früher erwähnten Professor Bontsch-Bruewitsch. A. T. Ugloff hat seine Schaltung praktisch durchgearbeitet, die zuerst im Militär-Radiotechnischen Laboratorium Anwendung fand und deren Resultat in der Sitzung der „Rori" am 8. Februar 1919 veröffentlicht worden ist. Der Erfinder hatte sich zum Ziel gesetzt, ohne Verwendung eines Mikrophons von großer Leistung einen Sprechstrom hoher Frequenz hervorzurufen. Er hat dieses Ziel erreicht durch Verwendung einer kaskadenförmigen Verstärkervorrichtung, die von Stufe zu Stufe den schwachen Sprechstrom hoher Frequenz verstärkt, der im ersten Schwingungskreis mit angeschlossenem Mikrophon zustande kommt. Das Charakteristische an dieser Verstärkervorrichtung ist, daß sie sehr empfindlich ist bei Veränderung des Mikrophonwiderstandes, wobei diese Empfindlichkeit von der Rückwirkung der Antenne auf das Mikrophon abhängt. Zur Verfügung standen dem Erfinder nur Kathodenröhren kleiner Leistung französischer Fabrikation, bestimmt für Verstärker- und Empfängerzwecke. Zur Erhöhung der Gesamtleistung in der Antenne vergrößerte er die Anzahl der Kaskaden; in jeder Kaskade konnte man die Anzahl der Röhren im Vergleich zur vorhergehenden 8—10mal vervielfachen. Fadenspannung 6 Volt, Anodenspannung 300—320 Volt. In den meisten Fällen verwendete der Erfinder in der ersten Kaskade 3 Lampen, in der zweiten 12 und in der dritten 84. Versuche über Radiotelephonie nach diesem System, die im Juli 1920 zwischen dem Wolgadampfer „Radishteff" und der Radiostation des zweiten Depots in Kasan stattfanden, haben folgendes gezeigt: Gegenseitige ständige Verbindung zwischen dem Dampfer und der Funkenstelle in Kasan bestand über dem Gesamtweg zwischen Kasan-Zarizen. Von diesem Endpunkt war die radiotelephonische Verbindung nur einseitig. Die Funkenstelle in Kasan hat die Sprache vom Dampfer nicht gehört, dagegen wurde vom Dampfer alles in Kasan vernommen bis zum Endpunkt bei Astrachan, 1100 km geradlinig von Kasan entfernt. Darauf arbeitete man an Stelle von Radiotelephonie mit ungedämpften Telegraphiewellen, wobei Kasan sehr gut aufnahm. Dieselbe Schaltung mit 35 franzö-

sischen Kathodenröhren ermöglichte die vollständige Aufnahme in Kasan bei 6facher Verstärkung (Modell I, Konstruktion von A. W. Dikareff); bei kleiner Antennenhöhe des Dampfers wurde eine Reichweite bis zu 500 km erzielt.

A. T. Ugloff vom Militär-Radiotechnischen Laboratorium hat 1918 die Empfangsfunkenstelle in einen fahrenden Zug verlegt; 1920 hatte er gute Erfolge im Senden vom fahrenden Zug. Einer der Mitarbeiter des Herrn Ugloff, Ingenieur J. W. Witkewitsch, konstruierte nach derselben Schaltung ein Radiotelephon für Flugzeuge und erzielte bei Versuchen gute Resultate. Noch bessere Resultate bekam man mit der Radiotelephonieeinrichtung auf dem Dampfer „Dekabrist" 1921. — Auf ganz anderem Wege gelangte Professor Bontsch-Bruewitsch zu einer radiotelephonischen Station von großer Leistung. Für seine Schaltung gebrauchte er Kathodenröhren großer Leistung nach oben beschriebener Konstruktion; bei Versuchsende, 1920, wurde damit eine Rekordreichweite erzielt. Eines seiner Relais wurde mit kleinerer Anodenspannung benutzt zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen. Diese modulierte man durch ein zweites, dem ersten parallel angeschlossenes Relais. Die modulierten Schwingungen wurden mit noch einem Relais verstärkt und dann auf die Gitter von 6 parallel geschalteten Röhren übertragen, die der Antenne den Strom zuführten. Die maximale Stromstärke in der Antenne bei 3000 Volt Anodenspannung betrug 30 Ampere. Diese Ziffer (die Radiotelephonieeinrichtung war angeschlossen an die Antenne der alten Moskauer Funkenstelle von M. S. K.-Höhe 120 m) gibt eine Leistung von 5 Kilowatt. Es wurde eine sehr große Reichweite erzielt. Die entferntesten Stationen, die die Sprache durch einen 3fachen Verstärker französischer Herkunft aufnahmen, waren Irkutsk (4600 km), Tschita (4700 km) und, durch einen Detektorenempfänger, Obdorsk (2000 km). Diese Gespräche wurden mit sehr guter Lautstärke in Kristiania und Berlin aufgenommen. Im letzten Falle war es A. Esau, der in Geltow mit einer kleinen Rahmenantenne Moskaus Radiotelephonieversuche aufnahm. Im August 1921 schlug der Erfinder eine neue Schaltung für den radiotelephonischen Modulator vor (siehe Ztschr. „Telegraphie und Telephonie ohne Draht", Nr. 10). Diese Schaltung kann auf beliebige Einrichtungen angewandt werden, in denen eine Kathodenröhre als Modulator dienen soll. Sie ermöglicht eine beliebige Vergrößerung der Empfindlichkeit des Modulators bei großer Lautstärke, mit voller Garantie gegen alle Störungen. Bei diesem Modulator ist ein Mikrophon durch einen Transformator in den Gitterkreis einer einfachen Empfangsröhre eingeschaltet. In

dieser Schaltung überschreiten bei den größten Spannungschwankungen (von den größten negativen bis zu den größten positiven Werten) die Potentialänderungen beim Gitter der zweiten Röhre einen vorgeschriebenen Wert nicht, wenn auch dieser Wert schon fast erreicht ist bei schwachen Widerstandsänderungen der Mikrophone.

Eine nächste große Arbeit auf dem Gebiet von Kathodenröhren war ein Kathodenoszillograph für höhere Frequenzen, ausgearbeitet von Professor A. A. Tschernischoff und J. R. Schmidt. Der erstgenannte Autor hat seine Arbeit über dieses Thema schon 1909 begonnen und zwei Wege vorgeschlagen: 1. oszillographische Aufnahme von Kurven zu machen mit Hilfe der Braunschen Röhre, die man photographisch fixiert; 2. das Kathodenstrahlbündel eine Kurve auf einer photographischen Platte beschreiben zu lassen nach seinem Austritt aus dem Lenardschen Fenster. Zu dieser Zeit haben die Autoren einen Oszillographen konstruiert, der nach dem ersten Verfahren arbeitet. In ihrem Oszillographen, wie in der Braunschen Röhre, arbeitet man mit Kathodenstrahlbündeln, die unter dem Einfluß elektrischer und magnetischer Felder stehen. Der Unterschied zwischen der Braunschen Röhre und den Oszillographen besteht in folgendem: bei der Braunschen Röhre fällt das Kathodenstrahlbündel auf einen phosphoreszierenden Schirm, beim Oszillographen im richtigen Augenblick auf eine photographische Platte, die in ihm angebracht ist und deren lichtempfindliche Schicht auf diese Weise beeinflußt wird. Für deutliche Aufnahmen von Stromoszillogrammen mit einer Frequenz von 1 Million Schwingungen pro Sekunde muß man eine Spannung von 60000 Volt haben, was ein sehr hohes Vakuum im Oszillographen nötig macht. Dieses kann man durch 3 Langmuirsche Pumpen, parallel geschaltet, erreichen. In diesem Oszillographen benutzt man zur Erzeugung einer sehr hohen Gleichstromspannung Kenotronröhren.

Mitglied der „Rori“ L. S. Termen hat mit Hilfe von Kathodenröhren ein musikalisches Gerät gebaut, das, abhängig von Dissonanzwerten zweier scharf abgestimmter Systeme einen Ton von der einen oder der anderen Höhe gibt. Mit diesem Instrument hat der Erfinder in Moskau und Petrograd Konzerte mit großem Erfolg veranstaltet. — Ingenieur Guroff, Mitglied der „Rori“, hat in den Petersburger Radiowerken des Marinekommissariats ein musikalisches Gerät nach einem ähnlichen Prinzip eingebaut. — S. M. Rjewkin und B. A. Wredenski vom Militär-Radiolaboratorium haben die Erscheinungen bei unterbrechender Einsetzung von Schwingungen untersucht und einen Kathodengenerator gebaut nach einem Prinzip, das der erste der ge-

nannten Autoren schon Anfang 1920 auf Gitter einer gewöhnlichen Kathodenröhre angewandt hat: durch Einschalten eines Kondensators in den Gitterkreis, wobei ein großer Widerstand durch Nebenschluß zum Kondensator gelegt wird. Es wurde eine ständige Regelmäßigkeit der Schwingungen, die in einzelne Gruppen eingeteilt waren, beobachtet. Zwischen diesen Gruppen lagen größere oder kleinere Pausen. Dieser Apparat hat Anwendung gefunden bei Messungen von Kapazitäten und großen Widerständen und kann auch als Wellenmesser auf Radiostationen und zur Untersuchung anderer physikalischer Erscheinungen, z. B. von Photoeffekten, dienen. — W. L. Lebedoff hat mit seinen Assistenten in den Radiolaboratorien des Volkswirtschaftsrates eine Methode zum Auspumpen und Entgasen von metallischen Teilen an Kathodenröhren großer Leistung ausgearbeitet, und in demselben Laboratorium hat Ingenieur A. A. Grigoriewa eine Arbeit zur Erforschung eines Kathodengenerators mit Selbsterregung, sowie über Verstärker mit mehreren Lampen- und Doppelgitterröhren geliefert. S. N. Rjewkin, N. N. Lutzenko und G. A. Wwedenski haben 1921 im Militär-Radiotechnischen Laboratorium ein neues System zur Speisung von Anode und Faden von Kathodenröhren mit dreiphasigem Drehstrom ausgearbeitet. In diesem System diente die Senderöhre zur selben Zeit als Gleichrichter für hohe Spannungen. A. L. Mintz hat einen neuen Typ von Kathodenelektrometer für Draht- und Radiotelephonie ausgearbeitet.

Durch die vielfache Anwendung von Kathodenröhren größter Leistung ist die Forderung entstanden, Gleichrichter für sehr große Spannungen und hohe Leistungen zu bauen. Diese Aufgabe wurde von zwei Seiten gelöst: Professor W. P. Wologdin hat eine Konstruktion für sehr leistungsfähige Quecksilbergleichrichter gegeben. Von anderer Seite hat im Herbst 1919 im Radiolaboratorium von Nishni-Nowgorod Professor M. A. Bontsch-Bruewitsch eine neue Konstruktion und Berechnung für Glühkathodengleichrichter (Kenotron), für Gleichstrom angegeben für Spannungen von 6000—15000 Volt und bis 0,5 Ampere und höher.

Auf dem Gebiet von Hochfrequenzmaschinen hat Rußland folgende Fortschritte gemacht: Eine Hochfrequenzmaschine System Professor W. P. Wologdin ist eine Maschine des unipolaren Systems, wie z. B. die von Alexanderson, Graf Arco und anderen. Die erste Konstruktion hat Professor W. P. Wologdin schon 1912 angegeben. Er stellt den Rotor seiner Maschine aus Reihen von Scheiben gleichen Widerstandes her und bringt am Stator eine Wasser-

kühlung an. Nach dem System von Wologdin ist in Rußland eine ganze Anzahl von kleinen Maschinen gebaut; jetzt wurde eine große Maschine von 50 Kilowatt bei 200000 per/sec Leistung beendet, mit der der Konstrukteur im Mai 1922 gute Resuitate erzielte. In seinem Laboratorium ist augenblicklich eine Maschine von 150 Kilowatt in Arbeit, und im Konstruktions- und Berechnungsbureau liegen die Angaben fertig für eine Maschine von 500 Kilowatt. Es ist beachtenswert, daß es dem Verfasser gelungen ist, das notwendige Hochfrequenzeisen von 0,05—0,03 Blechstärke in den Uralwerken zu bekommen. Maschinen solcher Typs werden in Zukunft auf verschiedenen russischen Groß-Stationen angewendet.

Das Prinzip der Wirkung einer Hochfrequenzmaschine, System S. M. Eisenstein (Mitglied der „Rori"), beruht auf teilweiser Ausnutzung der Statorperipherie durch stärkere Verzerrung der Kurvenform der elektromagnetischen Kraft. Wenn weiter in ein und demselben Kreis verschiedene elektromagnetische Kräfte nichtsinusiodal in Reihen unter dem Winkel von 120° (gewöhnlich Dreiphasendrehstrom) bestehen, werden alle Komponenten, mit Ausnahme der dritten, harmonischen verschwinden. Bei einer besonderen Anordnung der Statorwicklung kann man die Frequenz noch auf das $1^1/_2$-fache erhöhen. Dies ermöglicht den Bau eines Alternators, der bei geringer Umlaufsgeschwindigkeit die für die Antenne gewünschte Frequenz erzielt.

Professor M. W. Schuleikin hat einen Typ von statischem Frequenztransformator geschaffen, den er „Harmonischer Resonanztransformator" benannte. Ein solcher Transformator wurde in den Radiowerken des Marinekommissariats gebaut und praktisch erprobt. — Professor Wologdin hat die Konstruktion für einen statischen Frequenztransformator angegeben, der in einfacher Form aus zwei in Reihe geschalteten Selbstinduktionen besteht, einer unveränderlichen und einer veränderlichen, und einer in Serie zu ihnen geschalteten Kapazität.

Der Poulsensche Lichtbogengenerator hat in Rußland für die Funkentelegraphie in den letzten vier Jahren sehr große Verbreitung gefunden. Der Moskauer Trust für Schwachstrom hat eine große Menge solcher Umformer unter Leitung des Ingenieurs Eisenstein gebaut. Hier muß man sagen, daß bei diesem Typ die Hauptkonstruktionsteile fast dieselben sind, die man 1918 in Rußland an ausländischen Fabrikaten bemerken konnte. 1919 wurde in Moskau (Shabolowka) eine Großstation mit Poulsenumformer 100 kW Primärleistung gebaut, die mit den Groß-Funkenstellen in Rom, England und anderen direkt arbeiten konnte. Auf dieser Funkenstelle sind zwei Holzmasten

aus vier Stämmen in horizontalem Querschnitt von 150 m Höhe aufgestellt. Für eine noch größere transatlantische Station nicht weit von Moskau baut man Holzmasten aus 6 Stämmen von je 200 m Höhe. Der dritte Mast der Funkenstelle Shabolowka ist ein Metallgittermast von 150 m Höhe, freistehend, nach einer sehr originellen Konstruktion des russischen Ingenieurs Schustow.

Professor A. A. Tschernischoff hat einen neuen Typ von Lichtbogengenerator ausgearbeitet mit einer speziellen Vorrichtung zur Automatik, aber gleichzeitig den Belegschaften die Möglichkeit gegeben, schnelle und nötige Korrektionen vorzunehmen; die beiden Elektroden können rotieren und außerdem kann die Kohlenelektrode eine Vorwärtsbewegung mit beliebig kleiner Geschwindigkeit vornehmen. Zum Ausgleich des Drucks in der Spirituskammer und in der Feuerkammer sind Teile der ersteren durch ein Rohr mit der Feuerkammer verbunden; ein spezielles Quecksilberventil ist angebracht. Für die rechtzeitige Erneuerung der Kohlenelektrode sorgt eine Signalvorrichtung. Zur größeren Automatisierung des Generatorsbetriebes sind noch weitere Konstruktionsdetails angebracht. Ein solcher Generator von 100 kW Primärleistung ist auf der kürzlich fertiggestellten Station Detsköje Selo aufgestellt. In der Radioabteilung des staatlichen experimentell-elektrotechnischen Instituts hat Ingenieur S. J. Turligin Projekt und Modell eines Dampf- und Gasstrahlgenerators entworfen; er hat auch Magnetleitungen aus pulverförmigem Eisen hergestellt und damit gute Resultate erzielt.

Von Typen für allgemeine Empfangsantennen haben in Rußland außer den offenen auch Rahmenantennen Verbreitung gefunden (war von Ingenieur S. Eisenstein schon im Dezember 1914 angegeben worden) und für spezielle Empfangsantennen geschlossene Antennen nach dem Verfahren des Verfassers (eingeführt seit Frühling 1915). Dieses Verfahren fand in Rußland bis 1921 häufig Anwendung, aber nur beim einseitig gerichteten Empfang. Im Dezember 1920 wurde es praktisch durchgeführt auf der Zentralempfangsstation Lübertzy, nahe Moskau. Die Antennen dieser Zentralempfangsstelle sind nach dem Verfahren des Verfassers für mehrmaligen Duplexempfang eingerichtet. Wie die ersten Versuche gezeigt haben, ist keine Störung beim Empfang eingetreten, wenn gleichzeitig die großen Sender der Moskauer Funkenstellen M. S. K. (Hodjinka) und M. S. P. (Shabolowka) mit ganzer Leistung arbeiteten. Versuche auf dieser Station im Juli 1921 haben gezeigt, daß man bei einem Mast von 60 m Höhe guten Empfang gleichzeitig von Paris, England, Nauen, Rom, Taschkent erhielt und daß die Arbeit

von großen Sendern in 20—25 km Entfernung keine erheblichen Störungen hervorrufen konnte. Also sind die Möglichkeiten des drahtlosen Verkehrs vom Moskauer Hauptfunkentelegraphenamt 6—7 mal gestiegen (durch die gleichzeitigen Aufnahmen von 5 Korrespondenzen bei gleichzeitigem Senden von den beiden Moskauer Großsendesstationen). Außer der qualitativen Verbesserung des drahtlosen Verkehrs hat das Verfahren des Verfassers auch eine große quantitative Verbesserung des Empfangs durch Beseitigung atmosphärischer Störungen bewirkt. Bei Abnahmeversuchen dieser Funkenstation (2. Juli 1921) konnte man empfangen in derselben Stunde, zu welcher auf der 15 km entfernten Großstation S. O. K. die Empfangsantenne (offener Typ mit Mast 120 m hoch) wegen Gewitters auf eine Stunde ausgeschaltet war. Im Aufnahmebuch dieser Großstation wurde von Telegraphisten aufgezeichnet, daß man große atmosphärische Störungen beobachtet hatte, die in Lübetzy überhaupt nicht bemerkt worden waren.

Professor A. A. Petrowski hat ein dreifaches Visierverfahren zur Vorbestimmung einer beweglichen Funkenstation mit Hilfe eines Systems von Empfangsrahmen angegeben. Dieses System kann angewendet werden zur Ortsbestimmung von Flugzeugen während des Fluges.

Professor M. W. Schuleikin und A. L. Mintz haben nach einem von Professor Schuleikin vorgelegten Verfahren einen Rechenhalbkreis konstruiert, der die Berechnung aller Antennenkomponenten erleichtert. So kann man durch ein paar Bewegungen des Rechenschiebers mit genügender Genauigkeit für Antennen allgemeiner Form die Werte angeben für die wirksame Höhe, Wellenwiderstand, ebenso die Werte von Selbstinduktion und Kapazität, die bei gegebener Wellenlänge eingeschaltet werden müssen.

Auf dem Gebiet von Sendeantennen haben im Dezember 1921 Professor M. W. Schuleikin und J. G. Kliatzkin einen wertvollen Vorschlag gemacht. Sie haben das Antennensystem von Alexanderson verbessert. Bei Ausnutzung nur eines Mastes bekommt man (theoretisch) denselben oder vielleicht noch größeren Reichweiteneffekt, als beim System Alexanderson mit vielen Masten. Man kann nur wünschen, daß diese theoretischen Überlegungen möglichst schnell ausgeprobt werden mögen.

Der Verfasser und Ingenieur J. F. Plebanski haben im Juli 1918 eine Patentanmeldung für das Verfahren von gerichteten Sendern mit geschlossenen Antennen eingereicht. Versuche im Herbst desselben Jahres haben gezeigt, daß man Funkentelegramme von Ribinsk nach

Sergiew-Posad in 200 km Reichweite von Moskau aufnehmen konnte und diese Signale auf der Funkenstelle Jaroslawl, 80 km von Ribinsk, nicht hörte.

Ingenieur K. S. Tschetirkin hat schon im März 1919 den Vorschlag gemacht, eine Radio-Betriebszentrale einzurichten. Nach seinem Projekt mußten Sendetasten und Empfangsfernhörer in einem Zentralraum untergebracht werden, von dem man mit Hilfe von Verstärkern und Drahtleitungen Sender steuern und empfangene Signale niederschreiben konnte. Solche Einrichtung hat große Vorteile für die Zentralisierung der gesamten Arbeit der verschiedenen Empfangs- und Sendestationen, was zur Vergrößerung des drahtlosen Verkehrs beitragen kann. Die Versuche auf der Funkenstelle Lübertzi haben gezeigt, daß man mit einer geringen Abschwächung der Lautstärke auf eine Entfernung 25 km von der Station bis zum Hotel Metropol in Moskau übertragen konnte, wo Telegraphisten die aufgenommenen Signale niederschrieben.

A. B. Dikarew und A. T. Ugloff haben in Kasan verschiedene neue Typen von sechsfachen Verstärkern und Überlagern ausgearbeitet und eine Massenfabrikation dieser Apparate vorgenommen, die auf russischen Funkenstellen große Verbreitung gefunden haben.

Im Juni 1921 wurde von Herrn Ugloff ein mehrfacher Verstärker benutzt zur Verstärkung eines auf eine Drahtleitung übertragenen Sprechstromes. Ein solches lautsprechendes Telephon hat man mit großem Erfolg auf den Plätzen Moskaus für Propagandazwecke benutzt.

Ingenieur R. W. Lwowitsch hat in den Radiowerken von Odessa einen selbstanzeigenden Wellenmesser, einen Empfänger mit unveränderlicher Kapazität und veränderlicher Selbstinduktion (Variometer) und manche andere Apparate ausgearbeitet. Herr Mintz hat vorgeschlagen, in Notfällen einen Empfang auf einer offenen Sendeantenne vorzunehmen.

Ingenieure des staatlichen experimentell-elektrotechnischen Instituts zu Moskau haben nach Ideen des Verfassers einen das Dämpfungsdekrement empfangener elektromagnetischer Wellen anzeigenden Apparat in zwei Varianten konstruiert. Erster Typ: ein Doppelrahmen ohne Parallelohm; zweiter: ein einfacher Rahmen mit Parallelohm.

Professor Petrowski, Professor W. F. Mitkewitsch, P. P. Schilowski und O. A. Pawlinow haben einen Typ von tönender Funkenstation mit Abstimmung auf einen bestimmten musikalischen Ton (Resonanz niedriger Frequenz) mit einer neuen Art von optischem

Empfang vorgeschlagen. Dieselben Autoren haben eine Reihe von Möglichkeiten zur Benutzung dieses Systems angegeben.

S. J. Trojanski hat verschiedene Versuche zur Erforschung von Widerständen in Antennen und Empfängern angestelllt, ebenso zur Erforschung magnetischer Felder im Poulsenlichtbogen. Seine Arbeiten haben praktische Anwendung in der Berechnung großer Poulsensender gefunden.

Ingenieur N. N. Ziklinski hat eine Meßbrücke für Kapazitäten vorgeschlagen. Die Neuheit seiner Erfindung besteht darin, daß zwei Zweige, mit deren Hilfe das ganze System ausbalanciert wird, auf Teilen eines gewöhnlichen doppelten Kondensators von veränderlicher Kapazität angebracht sind.

A. F. Schorin hat schon im Jahre 1918 eine Konstruktion von Radioapparaten angegeben zur Bestimmung geographischer Lagen mit Hilfe elektromagnetischer Wellen. Die Schaltung des Erfinders ist in einem kleinen Kasten untergebracht, in welchem sich noch ein Empfänger, Verstärker, Zwischenrelais und ein Chronograph mit 3 Federn befinden, der von einem kleinen Elektromotor getrieben wird. Mit Hilfe des Verfahrens von Ingenieur Schorin hat man 1918 bei einem gewöhnlichen dreifachen Verstärker die Zeitsignale von der Funkenstelle Nauen aufgenommen und mit Hilfe mehrfacher Verstärkung auch die Zeitsignale von anderen großen westeuropäischen und russischen Funkenstationen niedergeschrieben.

Auf dem Gebiet der Schnelltelegraphie fand in Rußland eine Erfindung von A. F. Schorin Verbreitung, die schon Ende 1917 gemacht war. In dieser Zeit wurden die Berichte der deutschen Presse von der Funkenstelle Nauen aus in den Räumen des Generalstabes in Petersburg mit einem gewöhnlichen Morseapparat niedergeschrieben in 30 km Entfernung von der Empfangsstation T. S. R., welche die Signale empfangen hatte. Anfang 1919 hat der Autor Versuche zwischen den Funkenstellen T. S. R. (Detskoje Selo) und Moskau vorgenommen. In Moskau hat man außer der Arbeit von T. S. R. noch Arbeiten von Nauen und Paris mit einer Geschwindigkeit von 15 Foot (Wheatstone) pro Minute niedergeschrieben. Ganz ähnliche Versuche konnte man vorführen mit Hughesapparaten. Ende 1921 hat der Erfinder bis auf alle Details ein Verfahren für alle Apparate von Hughes, Wheatstone, Bandos, Siemens ausgearbeitet. Erfolgreiche Versuche wurden vom Erfinder zwischen Moskau und Nishni-Nowgorod vorgenommen.

W. N. Tejch hat schon 1919 in den Sitzungen des Vereins

russischer Radioingenieure über Anwendung von Relais kleiner Leistung für Drahttelephonie und Telegraphie berichtet. — A. T. Ugloff hat im 2. Militärdepot in Kasan Kathodenröhren zur Verstärkung von Drahttelephoniegesprächen verwendet, wie auch für mehrfache Telephonie bei Eisenleitungen auf eine Entfernung bis zu 600 km. Seit Ende 1920 sind in Rußland die Arbeiten auf dem Gebiete mehrfacher Telephonie auf Leitungen mit Hilfe von Kathodenröhren sehr vorgeschritten. Wie bekannt ist, benutzt man bei diesem Verfahren Leitungen zur Übertragung elektromagnetischer Wellen. Dadurch ist die Möglichkeit gegeben, mehrere Gespräche auf einer Leitung zu führen. Bei den letzten Versuchen 1921 im Moskauer Radiolaboratorium des Schwachstromtrusts (Arbeit der Herren D. W. Schmakow und G. A. Kuprianow) hat man gleichzeitige Gespräche auf einem zweiadrigen Kabel mit künsticher Leitung gezeigt, die äquivalent war 250 km Freileitung, Durchmesser 4 mm. Es wurden 6 Gespräche in Hochfrequenz und 2 in Niederfrequenz geführt. Zur Ausschaltung von Störungen wurden von den Erfindern besondere elektrische Siebkreise angelegt, die Frequenzen bis 4500 durchließen, ohne die Gespräche zu stören. Auf demselben Gebiet arbeitet Professor W. J. Romanow, der für die gleichzeitige Übertragung mehrerer Gespräche nur akustische Frequenzen benutzt; ebenso die Mitglieder der Militärelektrotechnischen Akademie: W. D. Teikowzew, wie Professor W. J. Kowalenkoff. Einige von diesen Gruppen (die Gesamtarbeit aller Gruppen ist der Radio Assoziation untergeordnet) haben ein Projekt für mehrfache Telephonie längs Hochspannungsleitung der Moskauer Kraftwerke ausgearbeitet, z. B. eine Verbindung zwischen den neugebauten Kraftwerken Schatursk und Moskau durch Hochspannungsleitungen herzustellen.

Viel Mühe und Erfindungskraft hat Professor Kowalenkoff aufgewendet zur Benutzung von Kathodenröhren für Drahtleitungen. Auch hat er eine große Anzahl von Schaltungen für Telephonietranslation mit Hilfe von Empfangsröhren angegeben.

A. J. Kowalenkoff (Mitglied der „Rori") konstruierte im Jahre 1921 eine sich gut bewährende Funkenstation für drahtlose Telephonie von Flugzeugen. Die erste Röhrenflugstation für diesen Zweck wurde konstruiert und ausprobiert von L. J. Sapelkoff im Odessaer Aerodrom im Jahre 1917.

Im Gebiet der Radioteleskopie wurden in Rußland verschiedene Projekte ausgearbeitet, aber noch kein einziges bewies sich als praktisch durchführbar. A. M. Kokurin hatte 1920 ein Patent für Radio-

photographie angemeldet. Der Erfinder benutzte auf seiner Station 2 Antennen, von denen die eine zum Senden von Synchronismen bestimmt ist und die andere für das Bildsenden. Synchronismus bei leuchtenden Punkten auf Sende- und Empfangsstellen erzielt man durch Verteilungsmechanismen, die mit der 2. Antenne verbunden sind. Diese arbeitet mit anderer Wellenlänge. — Für denselben Zweck (Radioteleskopie) haben auch L. S. Termen in Petrograd und Professor Kowalenkoff in Petrograd und Professor Bontsch-Bruewitsch im Laboratorium von Nishni-Nowgorod Verfahren ausgearbeitet, welche in Laboratorien sich ganz gut bewähren.

Ingenieur G. A. Solotowski hat 1921 die ganzen Details eines Verfahrens angegeben, das Schiffen die Durchfahrt durch Meerengen mit Hilfe von Radiokabeln ermöglicht. Nach seinen Angaben wird ein Kabel auf den Boden des Fahrwassers gelegt und mit Wechselstrom gespeist; zur Orientierung auf dem Schiff werden Radiopeiler mit Rahmen aufgestellt.

In obigen gedrängten Ausführungen ist geschildert, was die russischen Radioingenieure in den letzten 4 Jahren geleistet haben. Viele der oben erwähnten Arbeiten sind in den Zeitschriften: „Telegraphie und Telephonie ohne Draht“ und „Radio-Technik“ veröffentlicht worden, auf die für eine eingehendere Orientierung hingewiesen wird. Schon der Umstand, daß es seit 1917 ununterbrochen in Rußland 2 periodische Zeitschriften auf dem Gebiete der Funkentechnik gibt (eine wissenschaftliche und eine populäre), in einer Zeit, zu der alle technischen Zeitschriften wie „Elektritschestwo“ u. a. nicht erschienen, kann beweisen, welches großes Interesse man für das Gebiet des Radiowesens in Rußland zeigte. Die Organisation und Leitung dieser Zeitschriften, herausgegeben in Nishni-Nowgorod, liegt in den Händen des Professors W. K. Lebedinski. Seiner Tatkraft und Gewissenhaftigkeit, sowie seiner Liebe zum Gegenstand ist es zu verdanken, daß in diesen schweren 5 Jahren, die die russische Wissenschaft bei gänzlicher Isolierung von der ausländischen Welt durchgemacht hat, eine ständige Zeitschrift zur Information aller russischen Radioingenieure erscheinen konnte.

Referate.

Gutton: Sur la Transmission et la Reproduction des Sons par la Radiotéléphonie. L'onde Électrique 1, Nr. 3, März 1922, S. 151.

Die bekannten Formeln für modulierte Frequenzen, wie sie wohl zuerst Colpitts aufgestellt hat, werden erörtert und durch Zahlenwerte der Praxis dem Verständnis näher gebracht.

Bethenod: Sur L'Application des Contrepoids aux Postes Radiotélégraphiques de Terre. L'onde Électrique 1, Nr. 2, Februar 1922, S. 90.

Die bekannte Formel von Heaviside wird umgeformt und diskutiert. Es wird gezeigt, daß sich eine Hebung des Gegengewichtes so geltend macht, wie dies bereits Reich im Jahrb. 5, 1911 untersucht hat; dabei ist, wenigstens bei Großstationen, eine Verringerung der wirksamen Antennenhöhe nicht erheblich (vgl. Lodge und Muirhead, Jahrb. 3, 1909).

Im ganzen ist nichts gebracht, was nicht schon bei Meißner zu finden ist. Robert Jaeger.

Guéritot: Étude sur le problème de la Télémécanique par T. S. T. L'onde Électrique 1, No. 3, März 1922, S. 141.

Zunächst wird das Fernsteuerungsproblem also auch ohne Verwendung der drahtlosen Übermittlung besprochen.

Für ganz kurze Entfernungen verwendet man Hebel, Stangen, Drehachsen, Seile oder Ketten, die natürlich einen sehr sicheren Betrieb gewährleisten.

Größere Entfernungen überbrückt man durch komprimierte Gase oder mit Hilfe von Flüssigkeiten. Für noch größere Abstände kommt nur die Elektrizität in Frage, mit Hilfe der man bei genügender Anzahl von Einzeladern recht komplizierte Verrichtungen (z. B. Steuerung von Hebezeugen) beherrschen kann.

Da aber für sehr große Entfernungen nur eine beschränkte Leiterzahl verwendet werden kann, ist eine Fernsteuerung zunächst nur bei Vornahme einer einzigen Verrichtung leicht lösbar (Telegraphie). In den verwickelteren Fällen ist die Lösung in allgemeinen Zügen die folgende:

Entweder es wird ein, für jede vorzunehmende Verrichtung anderes Telegramm abgegeben und auf der Empfangsstelle entweder bleibend

oder vorübergehend aufgezeichnet, um sodann in die Tat umgesetzt zu werden (Typendrucker, automatische Fernsprechämter) Verzögerung $^1/_{20}$ bis 1 Sekunde.

Eine andere Lösung ist die mit selektiven Anordnungen und verschiedenen Frequenzen, die dann das jeweils abgestimmte Resonanzrelais betätigen. Auch hier treten Verzögerungen ein, durch die Einschwingzeiten, die keineswegs vernachlässigbar sind. Bei beweglichem Empfänger (Auto oder Schiff) ist es sehr schwer, die Befehlsübermittlung durch einen Draht vorzunehmen, dennoch hat man während des Krieges das erstere in Frankreich, das zweite von deutscher Seite mit Erfolg versucht.

Hier scheint also die Verwendung der drahtlosen Telegraphie gegeben, der sich aber zunächst einige Schwierigkeiten entgegenstellen.

Die vorher beschriebenen Anordnungen arbeiten mit allseitig geschlossenen Stromkreisen, während bei der drahtlosen Betätigung von außen stammende Störungen (fremde Stationen und atmosphärische Entladungen) auftreten können. Ferner wirkt ungünstig, daß der Empfänger nur einen ganz geringen Teil der Sendeenergie erhält.

Also ist große Empfindlichkeit und starke Selektivität notwendig. Die letztere kann man erreichen durch doppelte Abstimmung, indem man eine modulierte Trägerfrequenz verwendet und somit erstens auf die Übertragungsfrequenz und außerdem auf den Modulationston abstimmt. Man kann auch dreifach abstimmen, indem man eine Trägerfrequenz moduliert und diese modulierte Frequenz wiederum in einem bestimmten Rhythmus wirken läßt.

Natürlich werden mit Zunahme der Selektivität die Reaktionszeiten immer größer, so daß bei der geringsten Selektion die Ansprechzeit etwa $^1/_{10}$ Sekunde, bei 3 Resonanzen jedoch über 1 Sekunde beträgt.

Trotzdem hat das Verfahren einen großen Wert, weil sich eine Menge Betätigungsmöglichkeiten ergeben.

Nun folgt ein historischer Teil, der die Entwicklung der drahtlosen Empfangsapparaturen behandelt und nichts neues bringt. Er gipfelt darin, daß die Erfindung des Kathodenrohres eine drahtlose Fernsteuerung erst in das Bereich der praktischen Ausführbarkeit gerückt hat.

In Frankreich begann man mit den Versuchen 1917, in welchem Jahre Abraham und Bloch, sowie Dolme-Déban ein Schiff drahtlos steuerten. Die Impulse gaben (nach entsprechender Verstärkung) mit Hilfe eines Elektromagneten die Sperrung eines Mechanismus frei, der, zur Vermeidung von störenden Funkenbildungen, durch unter Druck

stehendem Öl betrieben wurde. Die Ansprechzeit war 3 Sekunden. Diese Anordnung unterlag noch atmosphärischen Störungen.

Die nächsten Versuche machte man mit einem Schiff und einem Flugzeug und mit modulierten ungedämpften Wellenzügen, die man in verschiedener Anzahl durch Betätigung einer Nummernscheibe, wie sie bei den automatischen Wählern üblich ist, aussandte.

Im Empfänger, Fig. 1, wird ein Relais S betätigt, das durch einen Elektromagneten E eine abgestimmte Zunge C zum Schwingen

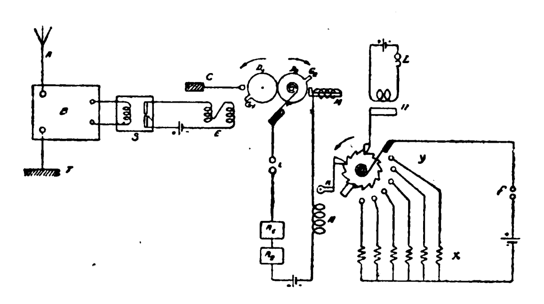


Fig. 1.

bringt. Hierdurch werden die Räder D_1 und D_2 betätigt, die man deshalb zweifach angebracht hat, um Störungen durch Erschütterungen zu vermeiden. Bei dem nunmehr erfolgenden Stromschluß bei M (ein Haltekontakt) wird das Steigrad um einen Zahn gedreht, um durch Kontaktgabe den jeweiligen Hilfsmotor einzuschalten. Das Relais R_1 wird im Rhythmus des Senders betätigt und öffnet und schließt den Kontakt i, so daß nach jedem Schritt die Feder r das Kontaktrad zurückdrehen kann, weil der Haltemagnet M losläßt. R_2 hält die Trennstelle f während der ganzen Serie offen, so daß die Betätigung irgendeines Hilfsmotors erst nach Stillstand des Steigrades auf einem Kontakt erfolgt. Beide Relais R_1 und R_2 betätigen schließlich gemeinsam noch die Unterbrechung bei L, durch die die Rückwärtsbewegung des Steigrades in seine Anfangsstellung veranlaßt wird.

Zum Schluß wird noch ein Ausblick auf die Verwendungsmöglichkeiten in der Zukunft gegeben. Robert Jaeger.

E. Giebe und **G. Zickner**, Verlustmessungen an Kondensatoren. (Mitteilung aus der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt.[1])

Beim Durchgang von Wechselstrom durch einen Kondensator treten im allgemeinen in dessen Dielektrikum Energieverluste auf, die eine Erwärmung des Kondensators verursachen. Bei guten Glimmerkondensatoren sind diese Verluste meist außerordentlich klein, aber immerhin meßbar. Der Strom in einem solchen Kondensator ist also nicht wattlos, sondern besitzt eine Wattkomponente. Er eilt daher der Spannung nicht um 90^0, sondern nur um einen Winkel $\varphi < 90^0$ voraus, für dessen Komplement δ man die Bezeichnung „Verlustwinkel“ eingeführt hat.

Bei Luftkondensatoren wird δ im allgemeinen durch das beim Aufbau des Kondensators unvermeidliche feste Isolationsmaterial bedingt. δ wird also, abgesehen von den Eigenschaften des Isolationsmaterials selbst, um so kleiner sein, je geringer der Prozentsatz der das feste Dielektrikum durchsetzenden Kraftlinien ist, d. h. je weniger Isolationsmaterial zur Konstruktion des Kondensators verwendet wurde. An Stelle der für Verlustmessungen bisher gebräuchlichen Wienschen Brücke ist neuerdings eine Brückenmethode für Verlustmessungen an Kabeln bei Hochspannung von Schering angegeben worden, bei der die Phasengleichheit an den Enden des Indikatorzweiges nicht wie bei Wien durch Zuschalten eines variablen Widerstandes zum Vergleichskondensator, sondern durch Parallelschalten eines veränderbaren Kondensators zu einem der Brückenwiderstände erreicht wird. Anläßlich einiger an die Reichsanstalt gerichteter Prüfungsanträge betr. die Bestimmung des Verlustwinkels von Normalglimmerkondensatoren wurde die erwähnte Methode für den vorliegenden Zweck ausgearbeitet. Es zeigte sich, daß die Methode in mancher Hinsicht bequemer ist als die Wiensche.

Für die genannte Brücke gelten, wie leicht abzuleiten ist, die folgenden Gleichgewichtsbedingungen (vgl. Fig. 1):

$$C_1 : C_2 = r_4 : r_3$$
$$\delta \approx \operatorname{tg} \delta = \omega \, r_4 \, c_4$$

wobei C_1 den zu untersuchenden Kondensator mit dem Verlustwinkel δ und C_2 einen verlustfreien Vergleichskondensator bedeuten.

Für die Messung besonders geeignet ist eine hierauf gegründete Substitutionsmethode. Der zu untersuchende Kondensator C_x mit dem Verlustwinkel δ_x wird in Zweig 1 geschaltet und nach erfolgter Ab-

1) Archiv für Elektrotechnik Bd. 11, Heft 3, S. 109, 1922.

gleichung an C_3 und c_4 durch den annähernd gleich großen bekannten Kondensator C_n mit dem bekannten Verlustwinkel δ_n ersetzt.

Etwaige Differenzen zwischen C_x und C_n werden durch einen kleinen, parallelgeschalteten Drehkondensator ausgeglichen.

Mit C_n im Zweig 1 wird die zweite Einstellung an c_4 vorgenommen. Die Differenz Δc_4 ist dann ein Maß für den gesuchten Verlustwinkel δ_x. Man erhält so:

$$\delta_x = \delta_n + \omega r_4 \cdot \Delta c_4.$$

Der Einfluß der Zweige 2 und 3 fällt heraus, solange in diesen Zweigen zwischen beiden Messungen nichts geändert wird. Man kann

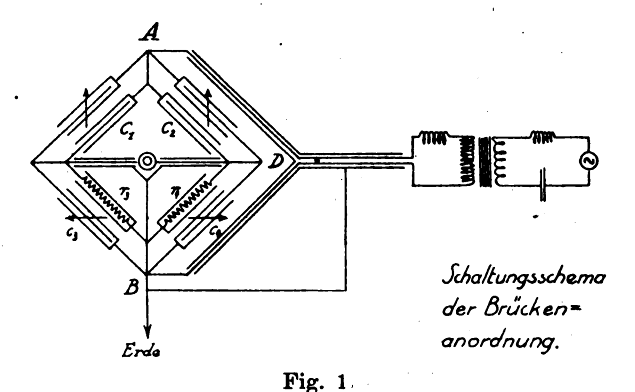


Fig. 1

also in Zweig 2 einen beliebigen Kondensator verwenden. Ferner kann man zur Erweiterung des Kapazitätsbereiches von c_4 dem Widerstand r_3 einen Kondensator c_3 parallelschalten, wie es in Fig. 1 auch angenommen ist.

Die praktische Anordnung der Brücke erfordert einige Vorsichtsmaßregeln. Die 4 Brückeneckpunkte liegen nahe beieinander. Die zu den einzelnen Zweigen führenden Leitungen sind zur Vermeidung von Störungen durch Erdkapazitäten abgeschützt, ebenso die Widerstände und sämtliche Kondensatoren. Der Anschluß der Hüllen an die Brückeneckpunkte ist so gewählt, daß die Einstellung der Brücke dadurch nicht beeinflußt wird. Die Lage der Schutzhüllen ist aus Fig. 1 ersichtlich. Strom- und Indikatorleitung sind von oben bzw. unten her verdrillt an die Brücke herangeführt und gleichfalls abgeschützt. Die Erdung des Punktes B bietet den Vorteil, daß man das Telephon auf relativ niedrigem Potential gegen Erde halten kann. Die Erregung der Brücke geschah durch eine Mittelfrequenzmaschine,

deren Kurvenform durch eine einfache Resonanzschaltung von Oberschwingungen gereinigt werden konnte. Für die meisten Messungen wurde eine Frequenz von 800 $\sim$ ($\omega = 5000$) benutzt.

Das beschriebene Verfahren wird unbrauchbar, wenn man z. B. den sehr kleinen Verlustwinkel eines Luftkondensators absolut bestimmen will. Man muß zu diesem Zweck einen Vergleichskondensator verwenden, der völlig frei von festem Isolationsmaterial ist, für den also $\delta_n = 0$ ist. Ein solcher Kondensator ist darstellbar durch die Differenz zweier Einstellungen eines Drehkondensators, vorausgesetzt, daß dieser so konstruiert ist, daß der das Isolationsmaterial durch-

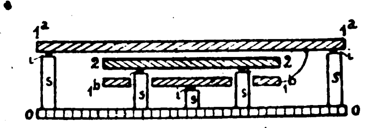


Fig. 2. Plattenkondensator mit verlustfreier Teilkapazität k_{12}.

setzende Kraftfluß bei der Drehung keine Änderung erfährt. Die Differenz Δc_4 mißt daher in diesem Falle den absoluten Betrag des Verlustwinkels, den der untersuchte Kondensator aufweist.

Ein vollkommen verlustfreier Vergleichskondensator wurde ferner in der Weise hergestellt, daß ein abgeschützter Luftkondensator aus Metallplatten so aufgebaut wurde, daß die Teilkapazität seiner beiden Belegungen gegeneinander gar kein festes Dielektrikum enthielt. Ein solcher Kondensator ist in Fig. 2 dargestellt. Die beiden Platten 1a und 1b stellen die eine, 2 die andere Belegung dar. Da die Erdkapazität der mit Eckpunkt A verbundenen Platte 1a für die Brückeneinstellung belanglos ist, so genügt als Abschützung eine einzige geerdete Platte 0. Die 3 Platten 1a, 1b und 2 ruhen unter Zwischenfügen sehr kleiner Isolatoren i auf Metallstützen s, von denen einige durch Bohrungen der Platte 1b frei hindurchragen.

Mit Hilfe solcher Vergleichskapazitäten wurden die Normalluftkondensatoren der Reichsanstalt eingehend untersucht und innerhalb der erreichbaren Meßgenauigkeit von 1″ bis 2″ als verlustfrei befunden.

Zur Messung der Verlustwinkel von Glimmerpräzisionskondensatoren wurden käufliche Stöpsel- und Kurbelkondensatoren herangezogen. Es zeigte sich, daß der Verlustwinkel im allgemeinen um so größer wurde, je kleiner die Kapazität der untersuchten Abteilung war. Die Ursache des Ganges in den Verlustgrößen ist zum Teil in folgendem zu suchen:

Schaltet man alle Abteilungen des Kondensators aus, so bleibt zwischen den Klemmen noch ein gewisser Kapazitätsbetrag übrig, der durch Größe und Anordnung der Schaltvorrichtung bedingt ist. Diese Kapazität ist infolge Fehlens einer Abschirmung nicht eindeutig bestimmt, sondern von der Lage des Kondensators zur Umgebung (Erde, andere Leiter) abhängig und hat dementsprechend etwas schwankende Werte. Da das Feld dieser Schaltungskapazität c_s zum großen Teil in dielektrisch nicht einwandfreiem Material verläuft, so ist der Verlustwinkel δ_s beträchtlich. Das Anwachsen der Verluste bei den kleineren Abteilungen eines Stufenkondensators ist daher zum Teil auf den mit sinkender Kapazität steigenden Einfluß der parallel geschalteten Schaltungskapazität zurückzuführen. Es wird mithin bedeutend reduziert, wenn man nur die Differenz zwischen Gesamtkapazität jeder Abteilung und Schaltungskapazität nach Größe und Verlust bestimmt, d. h. die Schaltungskapazität auch bei der Vergleichsmessung im Zweige 1 der Brücke liegen läßt.

Aus den nach diesem Verfahren ermittelten Werten c, δ für Kapazität und Verlustwinkel und den besonders gemessenen Werten c_s, δ_s für die Schaltungskapazität lassen sich die Werte C, Δ für die Parallelschaltung beider nach den Formeln

$$C = c + c_s$$
$$C\Delta = c\,\delta + c_s\,\delta_s$$

ermitteln.

Bei der Berechnung von Kapazität und Verlustwinkel einer Kombination von zwei oder mehreren Abteilungen aus den gemessenen Einzelwerten gestaltet sich die Benutzung der zwischen den Klemmen gemessenen Einzelwerte insofern ungünstig, als auf diese Weise der Einfluß der Schaltungskapazität mehrfach in die Rechnung eingeht. Die berechneten Kapazitäts- und Winkelwerte sind stets größer als die gemessenen. Diesen Verhältnissen wird durch Anwendung der oben angegebenen Differenzmethode besser Rechnung getragen. Der Vorzug dieser Methode wird besonders deutlich bei der Kombination kleinerer Abteilungen, da hier der Einfluß der Schaltungskapazität relativ groß ist. Solche Kombinationen treten indessen nur bei Stöpselkondensatoren auf, da bei den Kurbelkondensatoren stets nur Beträge verschiedener Dekaden parallel geschaltet werden können. Bei Parallelschaltung großer Kapazitätswerte wird der Einfluß von c_s klein und verschwindet schließlich.

Der Gesamtwert von Kapazität und Verlustwinkel einer Kombination mehrerer Abteilungen aus den nach der Differenzmethode ge-



wonnenen Einzelwerten bestimmt sich in analoger Weise wie oben für eine Abteilung angegeben. Die tatsächlich zwischen den Klemmen des Kondensators liegende Kapazität C_K einer Kombination und deren Verlustwinkel $\varDelta_K$ folgen also aus den Gleichungen

$$C_K = c_s + c_1 + c_2 \ldots + c_m$$

und

$$C_K \varDelta_K = c_s\,\delta_s + c_1\,\delta_1 + c_2\,\delta_2 + \ldots + c_m\,\delta_m,$$

wobei m die Anzahl der parallel geschalteten Abteilungen bedeutet.

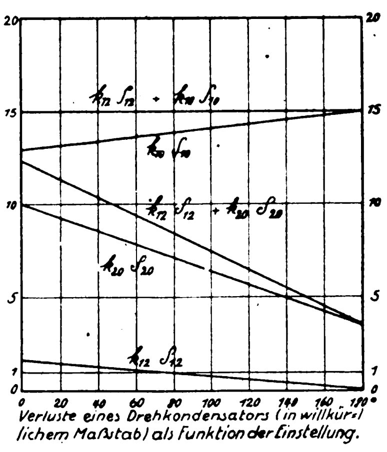
Auch die in der Hochfrequenztechnik gebräuchlichen Luft-Drehkondensatoren besitzen meist nicht unerhebliche Verluste. Solange der das feste Dielektrikum durchsetzende Kraftfluß bei der Drehung ungeändert bleibt, wie es z. B. bei abgeschützten Kondensatoren häufig angenähert der Fall ist, gilt $c\,\delta = \text{const}$, d. h. die Beziehung zwischen Kapazität und Verlustwinkel ergibt in graphischer Darstellung eine Hyperbel.

Ist keines der Plattensysteme mit der Hülle verbunden oder der Kondensator, wie heute noch die meisten technischen Drehkondensatoren, überhaupt unabgeschützt, so ist bekanntlich seine Kapazität durch 3 Größen k_{12}, k_{10}, k_{20} definiert. (1 und 2 seien die beiden Systeme; 0 die Hülle bzw. Erde.) Alle 3 Teilkapazitäten haben Verluste, besonders groß sind die der Teilkapazitäten k_{10} und k_{20}. Beim Fehlen einer Abschützung sind k_{10} und k_{20} undefiniert und hängen von der Lage des Kondensators zur Umgebung ab, ebenso die Verlustwinkel δ_{10} und δ_{20}. Zur Elimination der hieraus resultierenden Unsicherheit der Brückeneinstellung wurden derartige Kondensatoren in großen, mit Stanniol austapezierten Holzkästen untersucht.

Infolge der Änderung der Feldverteilung im festen Dielektrikum beim Drehen des Kondensators sind die Verluste der einzelnen Teilkapazitäten bei der Drehung nicht konstant. Für einen der untersuchten Apparate ($C_{\max} \sim 2000\ \mu\mu$F) sind die Verluste in Abhängigkeit von der Einstellung (Ableitungskurven) in Fig. 3 dargestellt. Die entsprechenden Kurven für Verbindung eines der Plattensysteme mit dem Schutzkasten sind ebenfalls gegeben. Wie man sieht, sind die Verluste der wesentlichsten Teilkapazität k_{12} nur gering, dementsprechend nimmt δ_{12} mit wachsender Kapazität sehr schnell ab. In den Betriebskapazitäten $k_{12} + k_{10}$ und $k_{12} + k_{20}$ machen sich die Verluste von k_{10} und k_{20} stark geltend. So hat z. B. in dem dargestellten Falle die Kapazität $k_{12} + k_{10}$ bei etwa 1000 $\mu\mu$F einen Verlustwinkel von etwa 1,5′, d. h. etwa ebensoviel wie ein guter

Glimmerkondensator gleicher Kapazität. Die Verluste lassen sich durch Anbringung einer leitenden Hülle auf der Innenseite des Glasgefäßes nicht unwesentlich verkleinern.

Drehkondensatoren mit sehr kleinem Plattenabstand tönen häufig bei größeren Werten der angelegten Wechselspannung. Infolgedessen ist für diese Kondensatoren selbst bei zweckmäßiger Konstruktion $c\delta$ nicht konstant, da bei größeren Werten der Kapazität außer den dielektrischen noch merkliche zusätzliche, auf das Tönen zurückzuführende



Verluste eines Drehkondensators (in willkürlichem Maßstab) als Funktion der Einstellung.

Fig. 3.

Verluste auftreten. Die Ableitungskurve solcher Kondensatoren steigt daher mit wachsender Kapazität stark an.

Die mitgeteilten Erfahrungen ergeben für die Konstruktion verustfreier Drehkondensatoren folgende Gesichtspunkte:

1. Vollständige Abschützung.

2. Sparsamste Verwendung fester Dielektriken.

3. Anordnung der festen Dielektriken, am besten Quarzglas, zwischen Belegungen und Hülle, nicht aber zwischen den Belegungen.

4. Isolierung beider Plattensysteme von der Schutzhülle kann für manche Meßzwecke vorteilhaft sein, ist aber, wenn 1, 2 und 3 innegehalten, nicht unbedingt erforderlich.

5. Bei Isolierung nur eines Plattensystemes ist es zweckmäßig, das feste System zu isolieren und das bewegliche mit der Hülle zu verbinden.

Literaturverzeichnis.

Englische und amerikanische Bücher über Radiotelegraphie und -Telephonie.

Von **Eugen Nesper.**

Auf dem Gebiete der radiotelegraphischen Nachrichtenübermittlung sind von „The Wireless Press, Limited, 12—13, Henrietta Street, Strand, London, W. C. 2", im Laufe der letzten Jahre eine ganze Reihe von Spezialwerken herausgegeben worden, von denen die Wichtigsten nachstehend aufgeführt werden sollen. Außer dem Titel, der Seiten- und Figurenzahl, sowie einigen ergänzenden Bemerkungen, ist jedesmal noch der Preis in Sh. vermerkt, welcher bei den heutigen valutarischen Zuständen leider fast jedem in Deutschland einen direkten Bezug unmöglich macht. Es wäre daher zu wünschen, wenn The Wireless Press sich dazu entschließen könnte, wenigstens eine gewisse Anzahl von Büchern der Allgemeinheit in einigen deutschen Zentralstellen zugänglich zu machen. Soweit die Bücher hier bekannt sind, würde es sich sehr empfehlen, wenn dieselben auch einen großen deutschen Leserkreis fänden. In besonderem Maße ist dies anzustreben für den Fall, daß der drahtlose Amateurbetrieb in Deutschland von der Behörde freigegeben wird, da die englische und amerikanische Darstellungsweise in ganz besonderen Maße leicht verständlich und übersichtlich gehalten ist.

H. E. Penrose, Magnetism and Electricity for Home Study. Enthält 50 vollständige Lektionen. Preis 6/- net. 515 S., 224 Figuren.

The Amature Model for $1^1/_2$ KW Rotary Converter. Shows every winding of the Converter Armature. Preis 1/3 net

Philip R. Coursey, The Radio Experimenters' Hand-Book. Preis 3/6 net. 113 S., 99 Figuren.

E. Blake, Selected Studies in Elementary Physics: A Handbook for Wireless Students and Amateurs. Preis 5/- net. 176 S., 43 Figuren.

Marcus J. Martin, Wireless Transmission of Photographs. 2. Aufl. Preis 5/- net. 143 S. mit Figuren.

W. H. Nottage, Calculation and Measurement of Inductance and Capacity. Preis 3/6 net. 144 S., über 50 Figuren.

Percy W. Harris, The A.B.C. of Wireless. A simple outline of Wireless written for all to understand. 64 S. Preis 6 d. net.

R. D. Bangay, The Elementary Principles of Wireless Telegraphy. Published in two parts or bound in one volume. Preis per part 4/- net. In one volume 7/6 net.

P. W. Harris, Maintenance of Wireless Telegraph Apparatus. Preis 2/6 net. 127 S., 52 Figuren.

S. J. Willis, A Short Course in Elementary Mathematics and their Application to Wireless Telegraphy. Preis 5/-. 182 S., 120 Figuren.

A. Shore, Alternating Current Work. An Outline for Students of Wireless Telegraphy. Preis 3/6 net. 163 S., 86 Figuren.

R. D. Bangay, The Oscillation Valve. The Elementary Principles of its application to Wireless Telegraphy. Preis 6/- net. 215 S., 110 Figuren.

H. E. Penrose, Useful Notes on Wireless Telegraphy. 1/4 each. Book 1: Direct Current. Book 2: Alternating Current. Book 3: High Frequency Current and Wave Production. Book 4: The $1^1/_2$ KW. Ship Set. Book 5: The Oscillation Valve.

Alan L. M. Douglas, The Construction of Amateur Valve Stations. The ideal book for those contemplating the making of a wireless set. Preis 1/6 net. 78 S., 55 Figuren.

W. H. Eccles, Continuous Wave Wireless Telegraphy. Part. I. Preis 25/- net. 407 S., 306 Figuren.

John Scott-Taggart, Thermionic Tubes in Radio Telegraphy and Telephony. Preis 25/- net. 424 S., 344 Figuren.

J. A. Fleming, The Thermionic Valve and its Development in Radio Telegraphy and Telephony. Preis 15/- net. 279 S., 144 Figuren.

H. M. Dowsett, Wireless Telegraphy and Telephony. First Principles, Present Practice and Testing. Preis 9/- net. 331 S., 305 Figuren.

Philip R. Coursey (Eng.), Telephony without Wires. Preis 15/— net. 414 S., 250 Figuren.

Bertram Hoyle, Standard Tables and Equations in Radio Telegraphy. Preis 9/- net. 159 S.

Bureau of Standards, Washington, U.S.A., Radio Instruments and Measurements (Circular No. 74). Preis 9/- net. 320 S., reich illustriert.

J. Andrew White, Practical Amateur Wireless Stations. Preis 5/- net. 136 S., 110 Figuren.

J. A. Fleming, The Wireless Telegraphist's Pocket Book of Notes, Formulae and Calculations. Preis 9/- net. 352 S., 39 Figuren.

E. E. Bucher, Vacuum Tubes in Wireless Communication. Preis 12/6 net. 178 S., 130 Figuren.

A. N. Goldsmith, Radiotelephony. Preis 15/- net. 256 S., 226 Figuren.

G. E. Petit and **Leon Bouthillon,** T.S.F. La Télégraphie sans fil. La Téléphonie sans fil. Preis 12/6 net. 304 S., 197 Figuren.

Ralph R. Batcher, Prepared Radio measurements with Self-Computing Charts. Preis 10/6 net. 132 S.

Elmer E. Buchner, Practical Wireless Telegraphy. Preis 12/6 net. 352 S., 340 Figuren.

J. A. Fleming, Fifty Years of Electricity — The Memories of an Electrical Engineer. Preis 30/- net. 371 S., 111 Figuren.

E. E. Buchner, Wireless Experimenter's Manual. Preis 12/6 net. 354 S., 273 Figuren.

The Year Book of Wireless Telegraphy and Telephony, 1922. 1476 S. Preis15/- net. A special feature of this edition is a specially drawn map which gives for the first time a simple means of finding the distance and true direction of wireless stations in all parts of the world, with London as the centre.

Test Questions and Answers on Wireless Telegraphy. Price of each Series of Questions 2/6 net. Answers 2/6 net. Invaluable for self-

examination. Series I. The Elementary Principles of Wireless Telegraphy. Part. I. — Series 1a. Book of Model Answers. Series 2. Covering the Ground for the Postmaster-General's Examination. Series 2a. Book of Model Answers. Series 3. The Elementary Principles of Wireless Telegraphy. Part. II.—Series 3a. Book of Model Answers.

Bücherbesprechungen.

Chr. Ries, Das Selen. 377 Seiten mit 261 Abbildungen. Verlag von Jos. C. Hubers, Dießen vor München, 1918.

Bas Buch gibt nur die wichtigsten Formen und Eigenschaften der Selenzelle wieder und hat doch den stattlichen Umfang von 377 Seiten erreicht. Es ist dies ein Zeichen dafür, welch eine Unsumme von Arbeit gerade auf diesem Gebiet geleistet wurde. Neuerdings ist das Selen noch besonders aktuell geworaen durch seine Verwendung beim tönenden Film, bei Sicherungs- und Alarmvorrichtungen sowie bei anderen Anwendungsgebieten der technischen Physik. In Zukunft wird es vor allem beim Fernseher eine bedeutende Rolle spielen. Zwar wird man in einigen Fällen an Stelle der Selenzelle mit Vorteil eine lichtelektrische Zelle anwenden können, aber nicht immer und überall sind diese brauchbar und hochempfindlich zu erhalten, während hochempfindliche Selenzellen jetzt meist unschwer erhältlich sind. Um das Für und Wider besser abwägen zu können, wäre es vielleicht angebracht, wenn der Verfasser in einem Zusatz bei einer künftigen Auflage auch die lichtelektrische Zelle behandeln würde.

Das Buch zerfällt in 5 Teile.

Der erste 200 Seiten umfassende Teil beschäftigt sich mit den Eigenschaften des Selens. Im zweiten Teil werden die Anwendungen des Selens in der Technik beschrieben, nachdem in der Einleitung Hilfsvorrichtungen für die Benutzung des Selens dargestellt sind. Nach dem Stande von 1918 wird nach Ries das Selen benutzt zur Lichtmessung, im Dienste der Astronomie, zur Zeitbestimmung auf $^{1}/_{1000}$stel einer Sek., zu optischen Zähleinrichtungen, für Photographie- und Röntgentechnik, zu automatischen Signal- und Registrierapparaten, zur Sortierung von Farben, zur Lampenprüfung, Lichttelephonie, Aufzeichnung von Sprache und Tönen, also zum tönenden Film, für Blindenlesemaschinen und Lichthörer, zur elektrischen Übertragung von Bildern und Zeichnungen und schließlich zum Fernseher, dessen Entwicklung erst in neuester Zeit erhebliche Fortschritte macht. Im dritten Teil wird eine recht ausführliche Übersicht, nach Jahreszahlen geordnet, wiedergegeben. Darauf folgt ein Verzeichnis der Autoren und ein Sachregister.

Obwohl das Buch verschiedentliche, jedoch nicht allzu erheblich ins Gewicht fallende Mängel besitzt, ist ihm weiteste Verbreitung zu wünschen. Die Wiedergabe der Abbildungen und die Ausstattung des Buches sind übersichtlich und zweckentsprechend. Eugen Nesper.

M. Geitel, Schöpfungen der Ingenieurtechnik der Neuzeit. 2. Auflage. Aus Natur und Geisteswelt Nr. 28. 107 Seiten mit 31 Abbildungen im Text. Verlag B. G. Teubner, Leipzig und Berlin 1922.

Auf den geringen Raum von 107 Seiten in kleinem Format ist es dem Verfasser in einer sehr guten Weise gelungen, eine Fülle von Anwendungsgebieten der neuzeitlichen Technik zu behandeln und zwar in einer Weise, welche allen billig zu stellenden Anforderungen weitgehendst Rechnung trägt. Um einen Überblick zu geben, sei nur folgendes erwähnt, was in dem Buch beschrieben und zum Teil auch abgebildet ist: Wichtige und besonders lange oder schwierig herzustellende eiserne Brücken und Hochbauten, wie z. B die Forth-Brücke, der Eiffelturm und die Nauener Radiomasten, Tunnelbauten wie der Lötschbergtunnel, Kanalbauten wie der Panamakanal, Talsperren und Überlandzentralen wie die Urftalsperre, elektrische Bahnen wie die Mont-Blancbahn, Hoch- und Untergrundbahnen in Paris, New York usw., drahtlose Telegraphie und Telephonie, insbesondere des Systems Telefunken, moderne Riesendampfschiffe wie Titanic, Imperator, Vaterland, lenkbare Luftschiffe und Flugzeuge und schließlich technische Kriegsleistungen wie Ferngeschütz, Handels-U-Boot, Tanks und die Gewinnung des Luftstickstoffes. Mit vorstehendem ist aber der Inhalt des Büchelchens durchaus nicht erschöpft, er ist noch viel reichhaltiger, als hier wiedergegeben werden kann.

Die Darstellung ist knapp und in den meisten Fällen erschöpfend, wenigstens für denjenigen, der sich rasch und oberflächlich ein Bild des betreffenden Gegenstandes machen will, ohne daß die Darstellung etwa allzu kurz und seicht ausgefallen wäre. Mit dem Abschnitt der drahtlosen Telegraphie wird man sich allerdings nicht in vollem Maße einverstanden erklären können; es sind vielmehr bei einer Neuauflage hier mancherlei Abänderungen wünschenswert. So wird bei modernen Radioanlagen heute eine Empfangsantenne nach anderen Gesichtspunkten gebaut wie die Senderantenne (S. 71). Die Pausen zwischen den Wellenzügen beim tönenden Funkensystem sind in der entwickelten Darstellung durchaus nicht verschwindend klein (S. 73). Auch manche nicht ganz glücklich gewählten Ausdrücke sind zu beanstanden, wie z. B. die Bemerkung, daß man mit der Periode herabgehen kann, wenn man die Antenne höher wählt. Gerade bei jemand, der sich nur flüchtig über den Gegenstand orientieren will, könnte dies leicht falsche Vorstellungen erwecken.

Diese geringen Mängel vermögen jedoch nicht den Wert der Darstellung zu beeinträchtigen, bei welcher nicht nur die Ausstattung, sondern auch die sorgfältige Wahl der gut wiedergegebenen Abbildungen besonders zu loben ist, so daß die Anschaffung jedem empfohlen werden kann.

Eugen Nesper.

Kurt Wegener, Vom Fliegen. 104 Seiten mit 7 Abbildungen im Text. Verlag und Druck von R. Oldenburg, München und Berlin 1922.

Mit der im Kriege beliebten Fliegerliteratur, welche meist einen erschreckend tiefen Kulturstandpunkt repräsentierte, und in welcher in der Hauptsache nur eine absolute Vernichtungstendenz ihren Ausdruck fand, hat das vorliegende Buch von Wegener selbstverständlich nichts zu tun. Der als Autor in weiten wissenschaftlichen Kreisen sehr bekannte Verfasser hat in einem kurzen Büchelchen das wesentlichste vom Fliegen ausgezeichnet dargestellt. Oft allerdings hätte man gewünscht, daß Wegener den Gegenstand noch etwas breiter behandelt hätte. Es ist zu hoffen, daß dieses in einem größer angelegten Buch späterhin geschehen wird.

Die vorliegende Schrift weist 3 Teile auf, nämlich die Flugkunst (16 Kapitel), das Meßgerät des Fliegers (8 Kapitel) und das Element des Fliegers (22 Kapitel). Selbstverständlich ist bei der gedrängten Einteilung des gewaltigen Stoffes der Behandlung jedes Abschnittes nur ein geringer Raum zugemessen, und es ist bedauerlich, daß die drahtlose Telegraphie, welche für das Flugzeug von so großer Wichtigkeit erscheint, überhaupt nicht behandelt wird.

Als Motto des Buches möchte ich Wegeners eigene Worte zitieren: „Wer ernsthaft geflogen ist, wird stets am Motor, zwischen den Tragflächen, umgeben von wissenschaftlichem Meßgerät, den Menschen sitzen sehen, mit seinen Gemütsbewegungen, Angst, Stolz, Spannung und seiner begrenzten körperlichen Leistungsfähigkeit.“

Jedes Kapitel, das vom Fliegen handelt, und so auch jedes Kapitel in diesem Buch, muß sich erinnern, daß es Menschen sind, die fliegen.“

Druck und Ausstattung des Buches sind ausgezeichnet, so daß die Anschaffung desselben nur empfohlen werden kann. Eugen Nesper.

Fortschritte der technischen Physik. Vorträge von der zweiten Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Technische Physik in Jena vom 19.—25. Sept. 1921. 111 Seiten mit zahlreichen Abbildungen. Herausgeber und Schriftleiter der Zeitschrift für Technische Physik. Verlagsbuchhandlung von J. A. Barth, Leipzig und Berlin. Juni 1922.

Ich erhielt das genannte Sonderheft gerade, als ich zur Naturforschertagung nach Leipzig abreisen wollte. Die Meinung jedoch, daß durch die Verzögerung in der Drucklegung und dem Erscheinen dieses Sonderheftes der Inhalt desselben überholt sei mit Bezug auf die meisten hierin enthaltenen Arbeiten, ist irrtümlich. Dieselben werden zu einem großen Teil auch noch für längere Zeit ihren Wert behalten.

In dem Heft sind nach den Begrüßungsworten, welche K. Strecker zur Eröffnung der ersten Fachsitzung der Technischen Physik in Jena gesprochen hat, und welche weitgehendste Verbreitung und Berücksichtigung verdienen, geschlossen die Vorträge der Telegraphen- und Fernsprechtechnik, der Technischen Mechanik und Thermo-Dynamik, der Technischen Akustik, der technischen Optik und Photographie, der Telephonie ohne Draht und schließlich der elektrischen Schwingungen wiedergegeben. Einige dieser Vorträge sind in Arbeiten enthalten, welche im Jahrbuch, Band 19 u. 20, veröffentlicht wurden.

Druck und Ausstattung sind in bekannt guter Ausführung. Die Anschaffung des Heftes kann jedem, der die Zeitschrift für Technische Physik nicht besitzt, empfohlen werden. Eugen Nesper.

Zeitschriftenschau.

Im Anschluß an unsere Mitteilungen im Jahrbuch S. 337, Band 20, 1922 teilen wir mit, daß die „Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones“, welche bisher nur alle zwei Monate erschienen sind, vom 1. 1. 23 ab allmonatlich erscheinen werden, wodurch die Berichterstattung sich wesentlich schneller und umfangreicher gestalten wird. Der Preis des

Jahresabonnements bleibt trotzdem 24 Fr. für Frankreich und 27 Fr. für das Ausland. Die Zeitschrift wird herausgegeben durch die Librairie de L'Enseignement Technique, 3 rue Thénard, Paris. Die Redaktion.

Kurze Mitteilungen.

(Beiträge aus dem Leserkreise erbeten.)

Persönliches: Am 16. November 1922 ist Prof. Dr. Max Abraham in der Kuranstalt Neuwittelsbach (München) nach längerer Krankheit verstorben.

Dr. A. Meissner ist zum Dr.-ing. e. h. promoviert worden. Damit sind seine Verdienste um die Entwicklung der drahtlosen Telegraphie anläßlich der akademischen Jahresfeier der Technischen Hochschule in München am 7. Dezember 1922 von dieser gebührend gewürdigt worden.

